tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 39 - nr. 5/6 - 1974

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Electronika- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 40,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau:"Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau: Middelbaar Elektronica Technicus NERG"
c. voor het oude examen "Elektronica Technicus NERG" kan volgens de beeindigingsregeling nog slechts tot en met 1975 worden ingeschreven.

Brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, Genemuidenstraat 279, den Haag, gironummer 6322 te den Haag.

De Vederprijs 1973 is toegekend aan drs. K. Compaan en aan dr. P. Kramer.

De feestelijke uitreiking door Mevr. C.E. van Hoboken-Veder vond plaats op 10 december 1974 gedurende een gecombineerde vergadering van het Nederlands Radio- en Elektronica Genootschap (nr. 242) en de Benelux section IEEE, in het Philips Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven. De considerans met inleidend woord werd uitgesproken door Prof.dr.ir. J.L. Bordewijk. Op de foto v.l.n.r. Prof. Bordewijk, Dr. Kramer, Drs. Compaan en Mevr. van Hoboken-Veder.

Inleidend woord

Dames en Heren,

Het is me een groot genoegen u namens de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder thans de "considerans" te mogen voorlezen, behorende bij de toekenning van de gouden Vedermedaille aan de heren drs Klaas Compaan, geboren in 1923 te Zaandijk en aan dr Piet Kramer, geboren in 1929 te Dordrecht.

Mijne heren Compaan en Kramer,

Het zij me vergund een kort inleidend woord te laten voorafgaan aan de lezing van de considerans.

De toekenning van de gouden Vedermedaille is gebaseerd op een in hoofdzaak technisch-wetenschappelijke prestatie van u en uw medewerkers. U hebt een nieuw gebruiksvoorwerp, een nieuw artefact zo u wilt, geschapen, dat, naar het zich laat aanzien een wereld van gebruiksmogelijkheden zal openleggen.

Het "goud" van de Vederprijs symboliseert daarbij de overtuiging dat u hiermede aan de samenleving een positief te waarderen bijdrage hebt geleverd.



Zonder iets van uw technisch-organisatorische prestatie af te doen, zonder ook maar iets af te dingen op de wetenschappelijke benadering van het aan en door u gestelde probleem, zou ik toch vooraf een wens willen uitspreken en wel deze: Ik wens dat voor de wijze van gebruik van dit unieke artefact vele, vele gouden prijzen zullen kunnen worden verstrekt, gebaseerd op een "gouden" d.i. positief gebruik van dit prachtige technische middel. Het is om die reden dat ik met een woordspeling op het oer-nederlandse "behouden vaart" zou willen wensen: "Gouden vaart".

Considerans

Drs Klaas Compaan en dr Piet Kramer, u hebt zich onderscheiden als de twee dragende persoonlijkheden bij de ontwikkeling van de "videolangspeelplaat" (VLP). Door u naar voren te halen wordt tevens eer bewezen aan de vele deskundige medewerkers en raadgevers die u terzijde hebben gestaan bij de verwerkelijking van voorhands haast onwezelijke gedachten.

Het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder is van oordeel dat de ontwikkeling van de videolangspeelplaat een "uniek" voorbeeld is van wat door een dynamisch geleid team van inventieve vakmensen in een technisch-wetenschappelijk milieu van hoog niveau kan worden bereikt.

Tot stand is gekomen een beeldplaat met een kleurentelevisiespeelduur van meer dan een half uur, met tengevolge van de lichtaftasting vrijwel geen mechanische slijtage, met "random access" tot een enkel stilstaand beeld en nog vele andere belangwekkende eigenschappen.

De conceptie van de videolangspeelplaat is een ware harmonie van precisietechnologie, moderne opto-elektronische middelen, een geraffineerd gebruik van regeltechniek en een charmante toepassing van de modulatietheorie. Met op zichzelf redelijk goed bekende beginselen is een resultaat behaald dat de ongeveinsde bewondering opwekt van zowel insiders als leken.

Het op 2 september 1972 voor het eerst aan de internationale technische pers getoonde resultaat heeft een stevige stimulans gegeven aan het aanzien dat de Nederlandse televisietechniek in het buitenland reeds genoot.

INSTALLATIE TOT ERELID VAN IR.J.M. VAN HOFWEEGEN

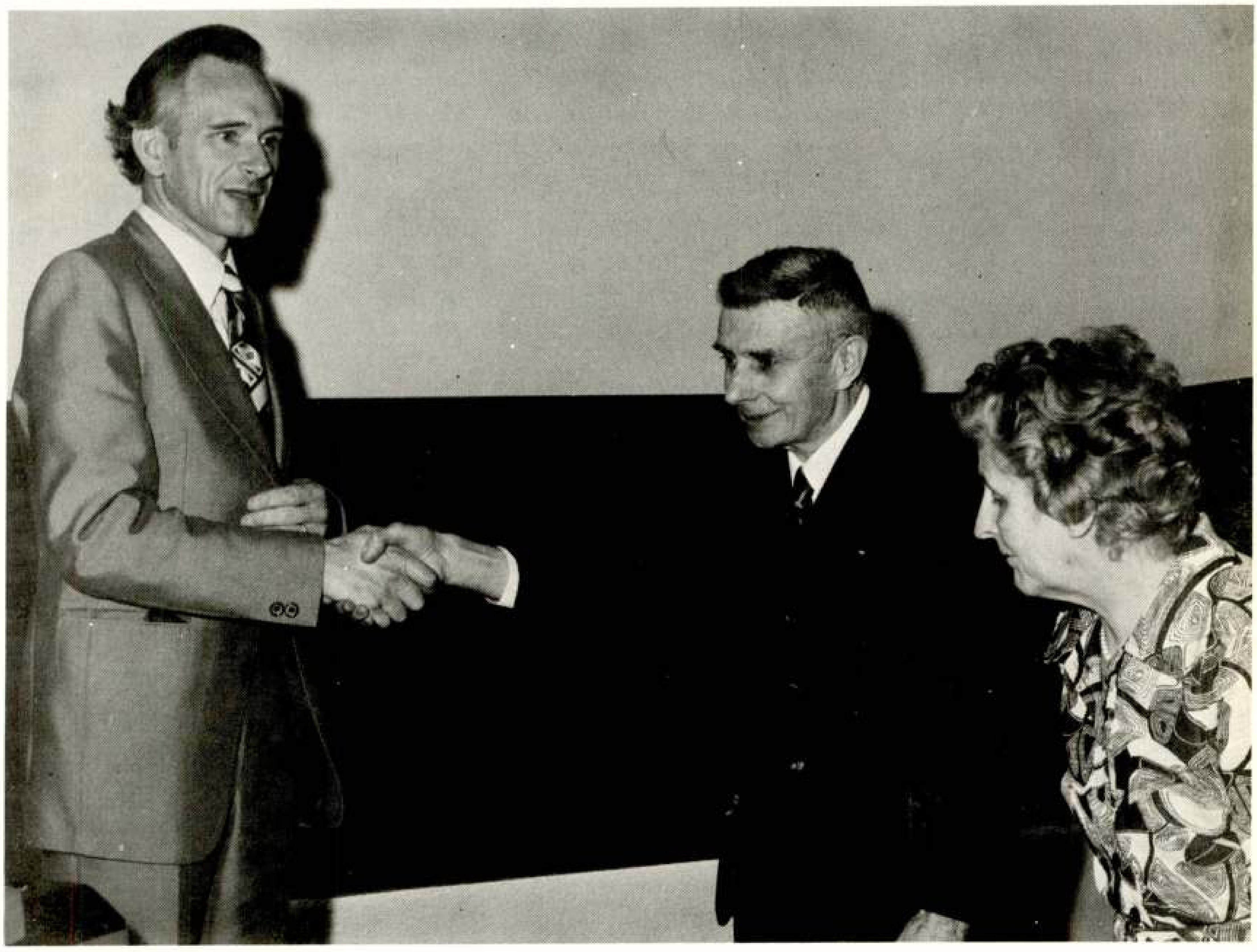
Op 10 december 1974 tijdens de gecombineerde vergadering van het Nederlands Radio- en Elektronica Genootschap (nr. 242) en de Benelux section IEEE, in het Philips Natuurkundig Laboratorium, werd Ir. J.M. van Hofweegen door de voorzitter Prof.dr.ir. J. Davidse tot erelid van het Nederlands Radio- en Elektronica Genootschap geïnstalleerd door het uitspreken van de navolgende woorden.

Geachte heer Van Hofweegen,

De ledenvergadering van het NERG heeft u, zoals u al bekend is, op 5 september jl. het erelidmaatschap toegekend. Het is gebruikelijk dat een benoemd erelid als zodanig wordt geïnstalleerd in een bijeenkomst van het genootschap. Het is mij bekend dat u niet behoort tot de categorie van personen die gaarne de publiciteit zoeken; integendeel geeft u er de voorkeur aan uw werk in stilte te verrichten. We stellen het daarom op hoge prijs dat u uw ongetwijfeld aanwezige schroom hebt overwonnen om hier een ogenblik in het centrum van de belangstelling te staan. Ik beloof u dat ik het u niet moeilijk zal maken.

Het genootschap had goede redenen om u op voorstel van het bestuur het erelidmaatschap te verlenen. Ik wil u eerst de considerans van het besluit van de ledenvergadering voorlezen:

> "Ir. J.M. van Hofweegen heeft sedert 1948 deelgenomen aan de examenaktiviteiten van het NERG. Hierbij heeft hij steeds met grote inzet en op voorbeeldige wijze meegewerkt aan het hand-



Op de foto: v.l.n.r. Prof. Davidse, Ir. van Hofweegen en Mevr. van Hofweegen.

haven van het niveau van de examens. Dit geschiedde door zijn bijdrage aan de vernieuwing van de programma's, de eindredactie van examenopgaven, de publikatie van uitgewerkte opgaven, het corrigeren van schriftelijk werk en het afnemen van mondelinge examens. Ir. van Hofweegen toonde daarbij steeds een groot rechtvaardigheidsgevoel bij de afweging van de diverse belangen".

Geacht erelid. Het genootschap beschouwt zijn examenactiviteiten als een belangrijke maatschappelijke bijdrage. Een bijdrage die slechts mogelijk is, dank zij de medewerking van een aantal leden die zich hiervoor inzetten. Uw inzet is uitzonderlijk geweest. U hebt niet alleen niet minder dan 26 jaar aan het examenwerk deelgenomen, u hebt er ook een stempel op gezet en tot op de huidige dag bent u er actief in. Nog zeer onlangs hebt u 4 dagen de secretaris van de examencommissie vervangen bij de examens, waartoe u reeds vroeg in de morgen in Den Haag aanwezig moest zijn en ook aanwezig was. En met grote toewijding werkt u thans nog aan de verwerking van het commentaar op de voorgestelde exameneisen voor het monteursexamen.

Het NERG is altijd zuinig geweest met het erelidmaatschap. Het genootschap telde op 4 september jl. slechts 5 ereleden; thans zijn het er dus 6. U kunt hieruit terecht concluderen dat uw inzet door het genootschap zeer gewaardeerd wordt. Van de reacties die ons hebben bereikt op het voorstel en het besluit u het erelidmaatschap te verlenen wil ik er één expliciet noemen, en wel die van prof. Bähler, die in een brief aan het bestuur van harte zijn instemming betuigt met deze benoeming. Het voorstel wekt bij hem aangename herinneringen aan lang vervlogen tijden en hij vermeldt dat u in 1931 de eerste was die bij hem afstudeerde en dat bovendien met lof. Er is in de 43 jaar die sindsdien verlopen zijn wel één en ander veranderd in de wereld en in ons vakgebied. Het is hier niet de plaats voor nostalgische beschouwingen. Het genootschap heeft zich steeds ten doel gesteld op eigentijdse wijze deel te hebben aan de bevordering van de elektronische wetenschap in de ruimste zin en dienstbaar te zijn aan de communicatie tussen haar beoefenaren. De NERG-examens hebben in die taakopvatting steeds een centrale plaats ingenomen. Dat het genootschap met het ontwikkelen van zijn examenactiviteit een aanzienlijk maatschappelijk belang gediend heeft staat inmiddels wel vast. Het feit dat tot op de dag van vandaag deze activiteit in een wezenlijke behoefte blijkt te voorzien onderstreept deze vaststelling nog eens. De algemeen erkende status die het NERG-diploma verworven heeft in de loop van zijn bestaan, een status die van groot belang is voor alle bezitters van NERG-diploma's, heeft het voor een niet gering deel te danken aan de voorbeeldige inzet van mensen zoals u. In de benoeming van u, als zeer uitgesproken exponent van deze groep betrokkenen, tot erelid, expliceert het genootschap nog eens zijn grote erkentelijkheid voor wat een kring van sterk gemotiveerde leden tot stand heeft gebracht.

Mijnheer van Hofweegen, ik wil u nogmaals namens het gehele genootschap de gelukwensen aanbieden bij deze eervolle onderscheiding. En ook uw echtgenote wil ik in deze gelukwensen betrekken, want een inspanning als door u getoond is, is slechts mogelijk als het thuisfront daar helemaal achter staat. Het genootschap is er trots op mensen zoals u tot zijn leden te mogen rekenen. Ik hoop dat wij u nog vele malen in onze bijeenkomsten zullen mogen ontmoeten.

HET CODEREN VAN SPRAAK- EN MUZIEKSIGNALEN

D.M.V. DIGITAAL GEREGELDE DELTAMODULATIE

J.W. Glasbergen

Philips' Telecommunicatie Industrie B.V. - Huizen

Digital techniques have attractive properties for transmission, storage and adaption of speech-, music- and videosignals.
Digitally controlled deltamodulation offers a simple and effective solution for the necessary a-d and d-a conversion.
The properties of the system can be adapted to the properties of the information to be handled.
An outstanding feature is the relative immunity against digital errors.
Obtained results are demonstrated via a disk inserted in this issue.

Inleiding

Het is mij een groot genoegen u iets te mogen vertellen en demonstreren over het coderen van spraak- en muzieksignalen. Omdat u gaat kennismaken met een codeermethode welke niet zo bekend is, en droge getallen en grafieken niet zoveel zeggen over de subjectieve waardering, wilde ik ook wat laten horen van het effect van digitale codering. O.a. daardoor is het slechts mogelijk de verschillende aspecten van het onderwerp aan te duiden. Mocht uw belangstelling voor een bepaald facet gewekt zijn, dan is er bij de vragen misschien wat meer gelegenheid er dieper op in te gaan.

Over het waarom digitaliseren kunnen we kort zijn. We mogen stellen dat digitale informatie overdracht de volgende voordelen heeft:

1. Multiplexing kan eenvoudig tot stand worden gebracht zonder hinder te ondervinden van overspraak.
2. Bij het transmissie- of geheugenmedium wordt weinig eis gesteld aan lineariteit en ruis.
3. Vercijfering is op eenvoudige wijze en zeer afdoende mogelijk, terwijl het met zekerheid voorkomen van afluisteren bij analoge overdracht moeilijk, zo niet onmogelijk blijkt te zijn.

Pulscode-modulatie is de bekende en doeltreffende, ik zou haast zeggen de "school-methode", van ouds bekend, al sinds 1937.

Bij het coderen van in de tijd doorlopende informatie kunnen we in de praktijk een variant zien ontstaan bij de codeermethode. Wanneer een hijskraanmachinist een stalen balk precies op zijn plaats moet leggen, wordt hem niet verteld dat hij het gevaarte nu 10m, 33cm, en 7½mm moet laten zakken, neen, de watchman zal hem door de nodige handgebaren beduiden zijn vracht hoger of lager, linksom of rechtsom te bewegen. De drijver zal de kraanbewegingen verfijnen naarmate de handbewegingen van de waarnemer wisselen. Dan is het doel immers bijna bereikt. Kenmerkend in dit systeem is dat bij de indicatie uitgegaan wordt van de bestaande positie. Een geheugen is daarbij dus nodig. Hier hebben we een parallel gevonden met twee verschillende digitale codeer-methoden, n.l. pulscode-modulatie en delta-modulatie.

We bekijken even snel de blokschema's van beide systemen en zien dan dat bij het coderen met PCM in het algemeen de volgende elementen

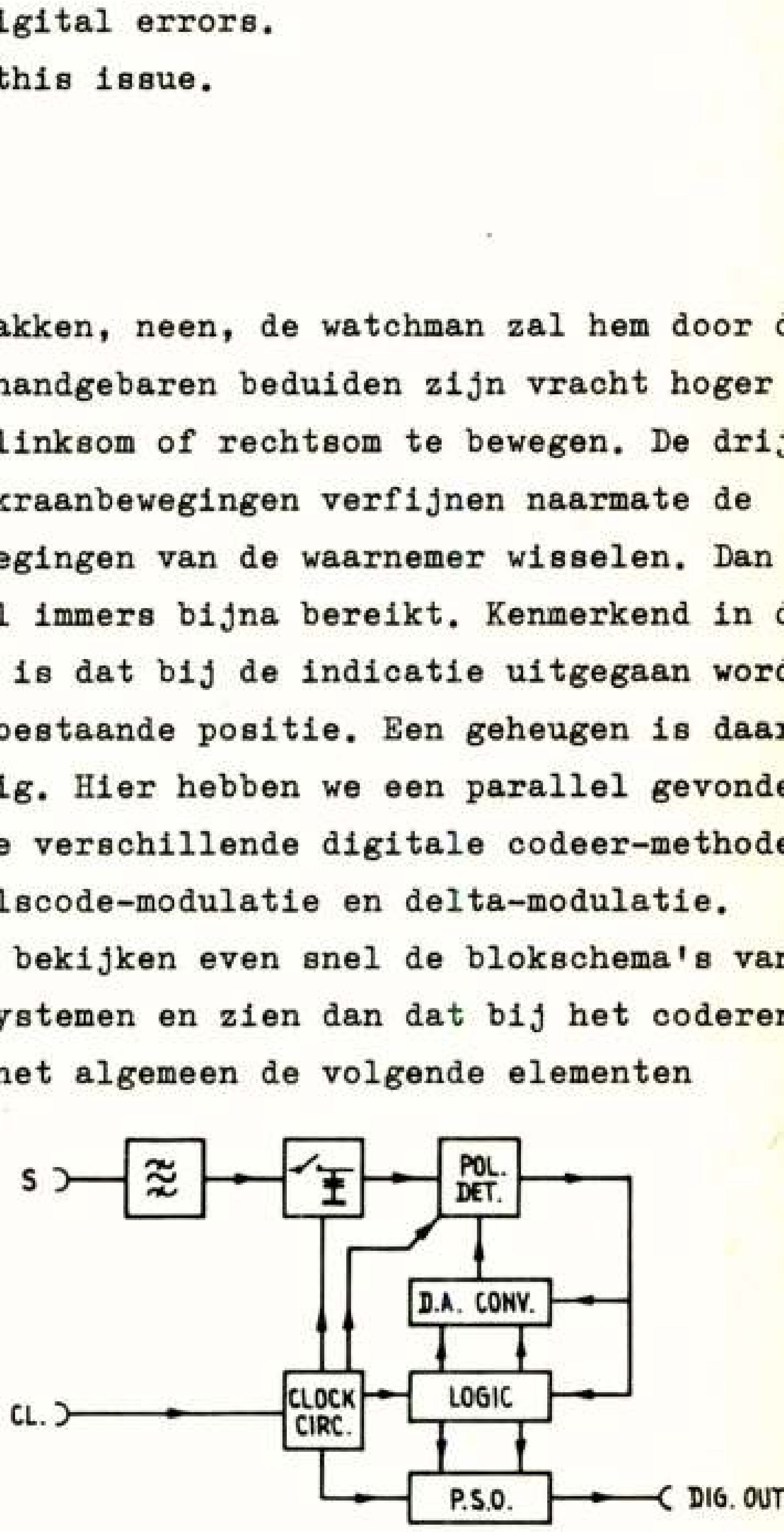


Fig. 1. Blokschema PCM.

nodig zijn: een filter; een sample en hold circuit; een DA omzetter; vergelijkingsschakeling en een logische besturingsschakeling met interne en externe output. Aan de decodeerkant vinden we dezelfde elementen, behalve de vergelijkingsschakeling en sample en hold en in plaats daarvan een versterker na het filter aan de uitgang. Vervolgens deltamodulatie: hier is een geheugen aanwezig, waarin het benaderingssignaal A is opgeslagen. We vinden een vergelijkingsschakeling welke het signaal en het benaderingssignaal vergelijkt; een schakeling om de integrator van een positieve of negatieve

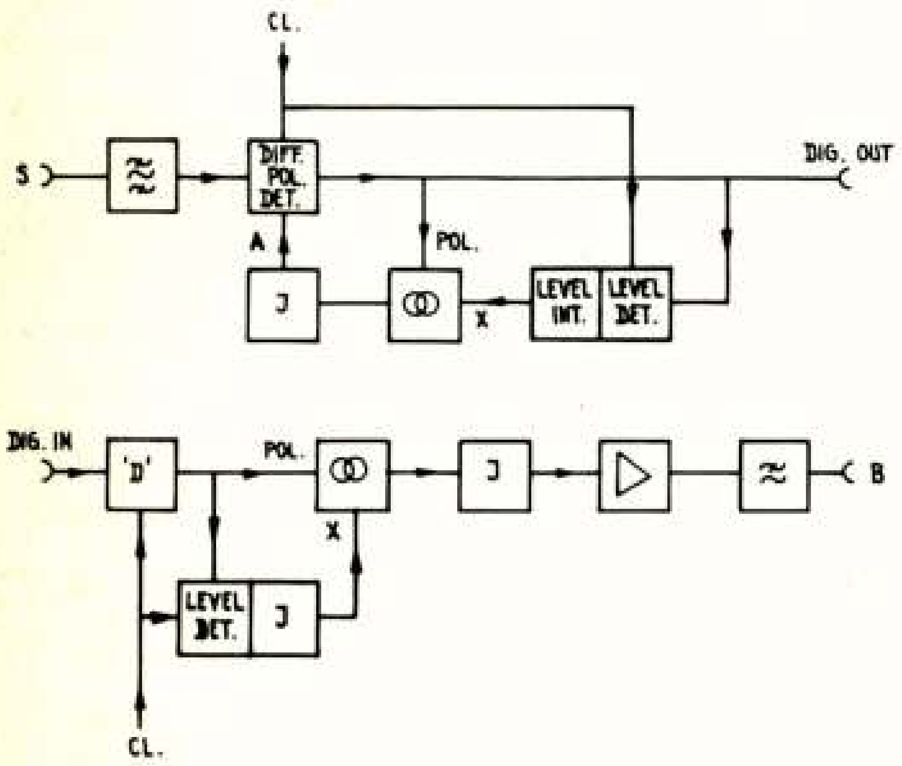


Fig. 2a. Blokschema dig. geregelde deltamodulatie

lading te voorzien al naar gelang het ingangssignaal groter of kleiner dan het benaderingssignaal is. Deze schakeling noemen we de bronschakeling. Door de tijd en amplitude gekwantificeerde feedback oscilleert het benaderingssignaal A stapsgewijs om het signaal heen.
Aan de decodeerkant vinden we slechts de integrator; de bronschakeling en versterker en eventueel een filter om de kwantiserings-ruis buiten de signaalband te onderdrukken. Het benaderingssignaal A wordt hier ook gereproduceerd. Deze methode werd gepubliceerd door de Jager, Schouten en Greefkes in 1952. * 1)
Voor de verdere bespreking van het onderwerp is het van belang ons te realiseren dat we zo fijn moeten kwantificeren dat we de kwantificeerruis niet meer waarnemen, althans niet meer in storende mate. Daarbij kan rekening worden gehouden met het maskerend effect van het signaal zelf.

Het is bekend dat onze oorgevoeligheid meegaat met de signaalintensiteit. Daarom ook hoeft de schaal welke wordt gebruikt niet lineair te zijn. De maatverdeling kan bij grotere waarden grover worden. Met deze z.g. compressie en bij de weergave, expansie, worden enkele bits bespaard bij PCM. Ook bij deltamodulatie kan van dit effect gebruikt gemaakt worden. Het is hier zelfs zo dat wanneer we het nalaten deltamodulatie een stuk nadeliger uitkomt in bitrate dan PCM voor een acceptabele kwaliteit. Daarom vinden we het blokschema van deltamodulatie gecompleteerd met een digitale puls amplitude modulator, zowel aan de zendkant als aan de ontvangkant.

Een karakteristieke eigenschap van deltamodulatie is dat de maximale uitsturing bereikt wordt bij een ononderbroken reeks gelijke digits, dus wanneer ononderbroken enen of nullen afgegeven worden. Dit heeft n.l. een continue stroom naar de integrator tot gevolg, waardoor een benaderingssignaal met de maximale helling ontstaat.

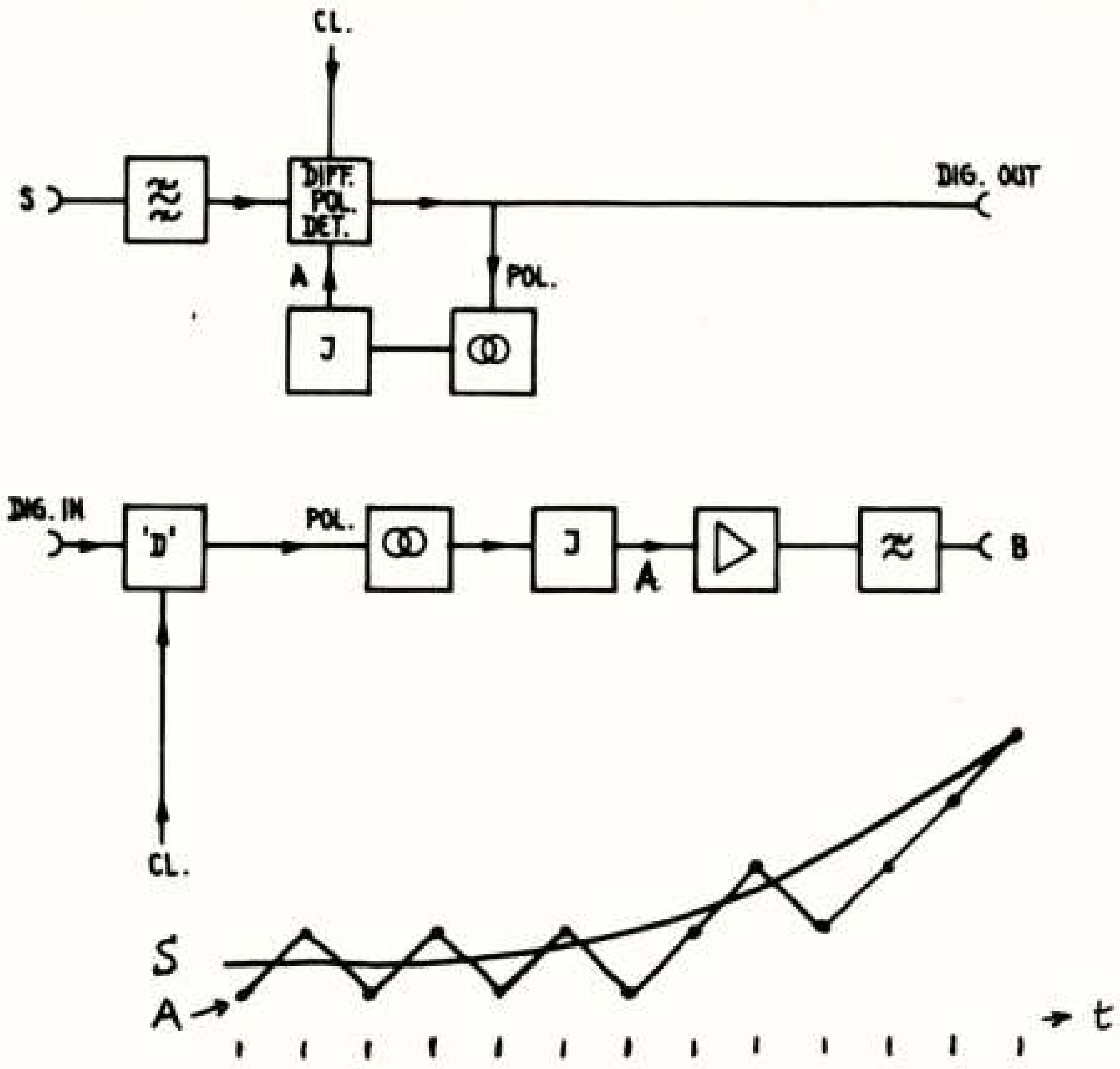


Fig. 2. Blokschema deltamodulatie
Modulator (met locale demodulator)
Demodulator
Benaderingssignaal

Van het signaal is dan de afgeleide naar de tijd maximaal en dat betekent dat het maximum weer te geven signaal zakt met de frequentie en wel met 6 dB per oktaaf bij enkele integratie. Het spectrum van de kwantiseringsruis in de signaalband is nagenoeg recht. De signaal ruis verhouding neemt af met 6 dB per oktaaf. Voor pure toonsignalen bestaat de kwantiseerafwijking uit allerlei inteferentie toontjes met de aftast-frequentie. (Evenals bij PCM). Een verbetering in dit opzicht is de benaderingssignaal integrator met tweede integratie waardoor de afwijking meer een ruis karakter krijgt. Ook de signaal ruis verhouding ondergaat een verbetering. Door twee integrators op te nemen in de terugkoppelweg wordt de stapamplitude op de integrator voor kleine signaalhellingen, kleiner. Voor grote signaalhellingen gaat dit niet meer op. Daar vinden we dan ook ongeveer dezelfde signaal ruis verhouding als bij enkele integratie. Tweede integratie heeft ook een verkleining van de drempelwaarde tot gevolg.

Deltamodulatie voor spraaksignalen

Wanneer verschillende systemen moeten worden vergeleken op kwaliteit, grijpt men graag naar een meetbare of berekenbare grootheid. De signaal ruis verhouding is zo'n grootheid. Toch is vergelijken nauwelijks mogelijk. Bij d.m. hangt de signaal ruis verhouding bijv. af van de frekwentie.

In fig.3 is de maximum lineaire uitsturing uitgezet van een delta-modulator waarbij de tweede

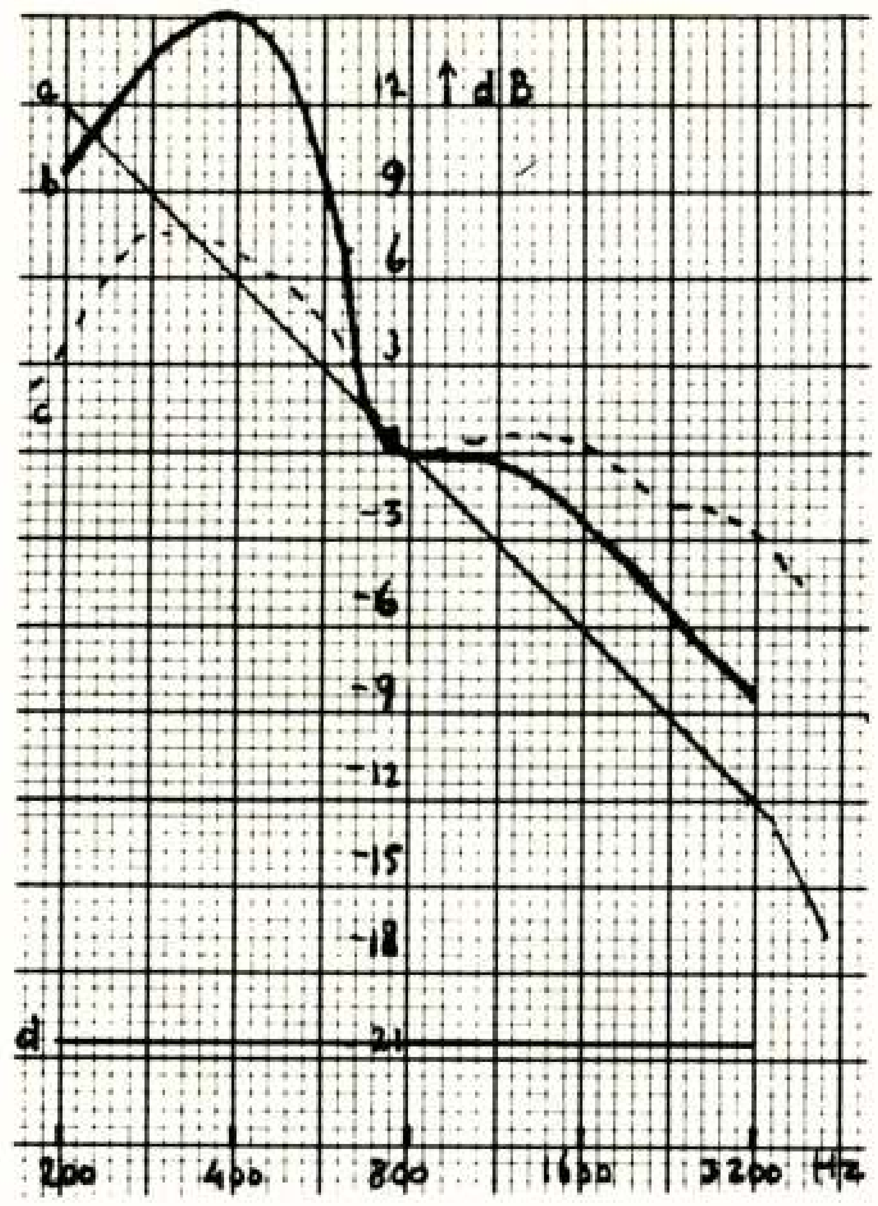


Fig. 3. Vergelijking van spraakspectrum tegen max. signaalniveau van deltamodulatie

integratie samenvalt met de bandbegrenzing bij 3,5 kHz, tegen defrekwentie. Het ruisniveau bij 19,2 kHZ aftastfrekwentie is hierbij ook aangegeven.

Tevens is weergegeven het verloop met de frekwentie van het niveau dat door de piekwaarde van het spraaksignaal in de smalle frekwentiebanden wordt overschreden gedurende 1/8 seconde intervallen; en wel voor 5%, resp. 50% van het aantal intervallen.

Hogere frekwenties hebben gemiddeld een veel lager niveau, maar vertonen een grotere piekfaktor dan de lagere frekwenties. Om ze goed te kunnen weergeven is de keuze van het kantelpunt voor de tweede integratie boven in de spraakband gewenst. Wordt dit punt in de band gekozen, dan wordt de signaal ruis verhouding voor de hogere frekwenties te slecht.

Duidelijk is dat het bruikbare lineaire gebied bij deze aftast frekwentie te klein is voor telefonie-signalen. Deze hebben een spreiding van wel 30 dB, terwijl de spraak zelf nog een piekfactor van 11 dB vertoont. Het toepassingsgebied wordt aantrekkelijker wanneer we er in slagen een aanpassing tot stand te brengen van de stapgrootte aan het signaal. Daartoe zijn in de loop der jaren vele methoden gepubliceerd.

Greefkes en de Jager poneerden omstreeks '58 min of meer als continuering van de eerste ontwikkelingen de z.g.n. continue deltamodulator, waarover een publikatie verscheen in '68. * 2)

Hierbij werd inderdaad de stapgrootte aangepast aan het signaal, daartoe werd uit het ingangssignaal de omhullende van de helling afgeleid. Dit signaal werd zo met het spraaksignaal vermengd, dat aan zend- en ontvangkant op gelijke wijze een regelsignaal beneden 200 Hz uit het digitale signaal kon worden afgeleid. De overdracht van het voortdurend in intensiteit wisselende spraaksignaal is bij zo'n langzame "piloot" natuurlijk niet ideaal, je krijgt tijdelijk oversturing bij fronten en een overtollige ruis in de staarten van lettergrepen. Ons oor is echter nogal tolerant ten aanzien van flank begrenzing zoals deze optreedt bij het oversturen van een deltamodulator.

Over snellere regelmethodes werd bericht door Winkler in '63. Ook in '67 werd door Abate een publikatie uitgebracht over z.g.n. high information deltamod, ook wel "adaptive" d.m. genoemd. De spreker stelde begin '67 het systeem voor dat nu dcdm heet: Digitally controlled deltamodulation. Dit systeem betrekt de regelinformatie voor de stapgrootte via een logische schakeling direkt uit de uitgaande bitstroom van de coder zoals dit trouwens ook het geval is met de systemen van Winkler en Abate. Dcdm is geschikt voor d.m. met dubbele integratie in tegenstelling met high information deltamod. en maakt een zeer snelle regeling mogelijk.

We houden ons nu specifiek bezig met dcdm.

Bij elk regelsysteem zoeken we een regelkriterium. Bij dcdm is het aantal achtereenvolgende gelijke bits een maat voor de uitsturing van het systeem. Het 1 0 patroon, (eventueel 1 1 0 0 patroon), treedt op in ongemoduleerde toestand. Het aantal opeenvolgingen van gelijke bits is dan 0 of 1. Bij max. lineaire mod. treden langere reeksen gelijke bits op.

Een eenvoudige regelcriterium wordt verkregen door het aantal achtereenvolgende gelijke bits te tellen en bij overschrijding van een bepaald aantal een impuls te geven op een integrerend netwerk. Deze bewerking vindt plaats in de leveldetector. (fig. 2a) De impuls uit de level detector verhoogt de spanning van de level control integrator. De stapgrootte van de d.m. integrator maken we evenreding met deze spanning in het z.g.n. PAM circuit. De decoder heeft dezelfde digitale informatie als de coder afgeeft en kan dus identiek worden uitgevoerd met de lokale decoder.

Bij deze methode worden we geconfronteerd met de limiet welke gesteld wordt door de relatie tussen het regelcriterium en het aantal bits dat in een halve signaalperiode past. Het minimum

aantal achtereenvolgende gelijke bits is in dit kriterium 3. Bij dubbele integratie d.m. kan spontaan het patroon 1 1 0 0 ontstaan, en dan hebben we twee gelijke bits. Met n = 3 en een hoogste frekwentie van 3 kHz zou de aftastfrekwentie minimaal 18 kHz moeten bedragen, om nog level detector output te verkrijgen. Ook deze redenering moet met een korreltje zout worden genomen omdat de tijdkwantificering waarmee we hier te maken hebben nog enige extra tolerantie geeft. Maar 16 kHz is toch wel het minimum.

Er zijn wel criteria te bedenken en ook wel toegepast voor lagere bitrates, en enkele integratie.

Regelsnelheid

Wanneer we aan het regelen slaan, zijn we in principe altijd te laat t.g.v. het feit dat er een regelsignaal moet zijn. Dat systeem is als het beste te kwalificeren, dat de vertraging zo gering mogelijk laat zijn, t.o.v. het gewenste resultaat. Vergelijken we in dit opzicht PCM en d.m. dan is bij digitale regeling d.m. zeer attractief, vooral omdat we na een paar bits al weten of de stapgrootte voldoende is of niet, om vervolgens de stapgrootte te kunnen gaan aanpassen. Bij PCM moeten we het verschijnen van een heel woord afwachten, en daar zijn we dan gegarandeerd te laat wanneer we zeer snelle signaalwisselingen moeten volgen. Na deze motiverende gedachte richten we weer de aandacht op de regeling van de d.m. stapgrootte.

De uitvoeringsvorm van de control integrator is tot nu toe in het midden gelaten. De eenvoudigste uitvoeringsvorm is een condensator met weerstand parallel. Bij constant signaalniveau wordt de duty cycle van de level control schakeling output in dat geval zodanig dat de stroom welke door de weerstand wegloopt, ook opgeleverd wordt. Hierbij is het verband tussen duty cycle en stapgrootte lineair. Door de grootte van de condensator en de laadstroom wordt bepaald hoeveel de stapgrootte per impuls verandert. Bij een weerstand-capaciteit-schakeling neemt de toename af bij toenemend niveau. Dit is eigenlijk een ongewenst effect. We zouden liever zien dat de toename groter wordt bij toenemend signaalniveau. We willen namelijk om de regelsnelheid zo groot mogelijk te maken de tijdconstante zo klein mogelijk maken. Een beperkend faktor daarbij is een te grote toename van de stapgrootte per laadimpuls bij laag niveau. We zouden de regelsnelheid kunnen vergroten, als we hier nog iets aan kunnen doen. Een mogelijkheid een verbetering aan te brengen biedt een exponentieel verband tussen integrator output en stapgrootte. De uitvoeringsvorm van een dergelijke regeling ligt echter niet zo voor de hand.

Toen we voor de noodzaak stonden een spraak coder te ontwikkelen voor aankomende orders, was er een andere mogelijkheid n.l. om de r.c. tijd van de level control integrator afhankelijk te maken van het niveau. In plaats van een weerstandskoppeling tussen de condensator en het PAM circuit kunnen we een diode schakelen. Deze heeft zoals bekend een exponentiele spanning stroomkarakteristiek. Deze schakeling leidt tot een variabele regelintegrator tijd, waarbij het verband tussen stapgrootte en duty cycle lineair blijft. Het verschil met de exponentiele regeling moet dus in de ontlaad kromme zitten.

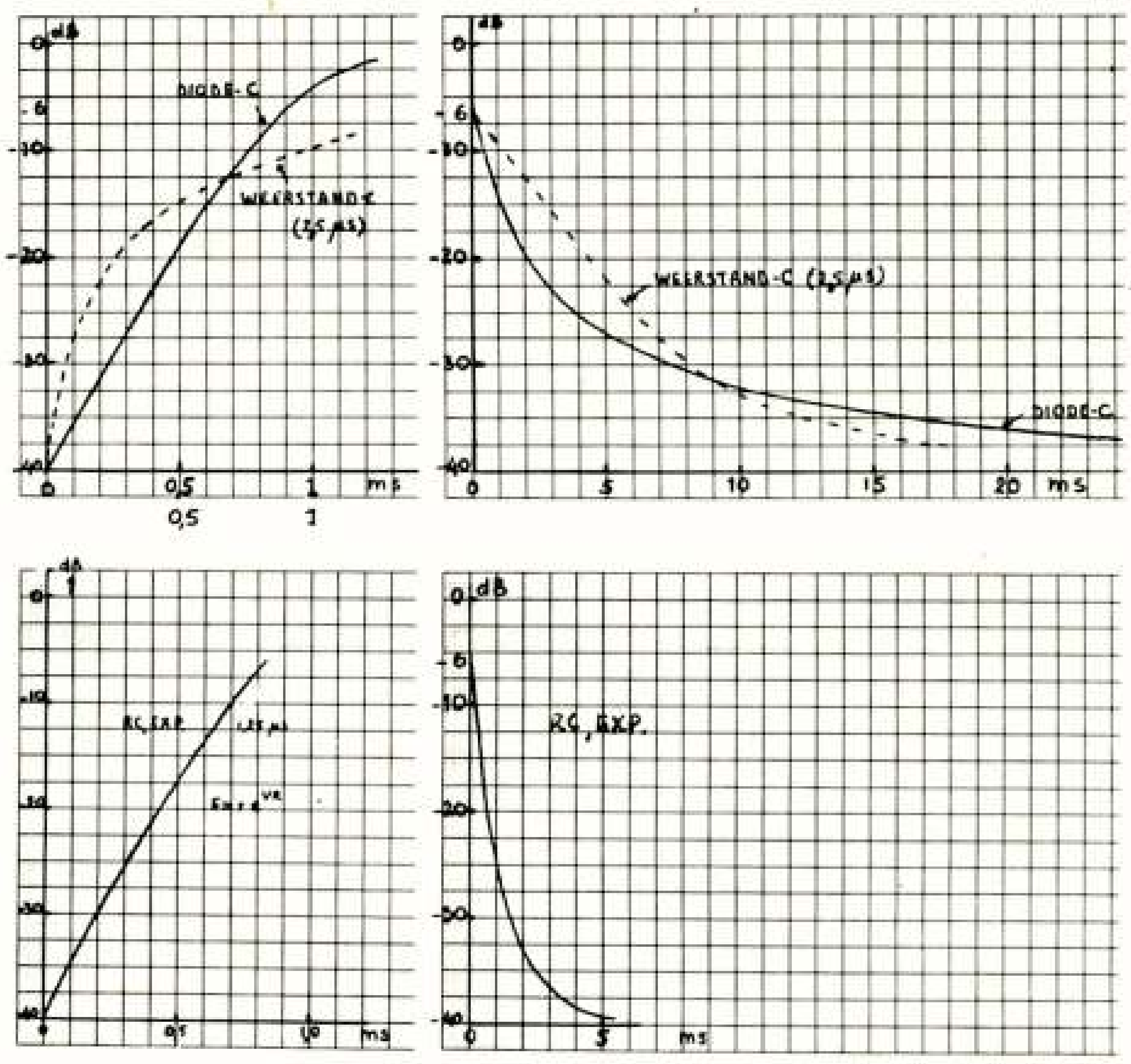


Fig. 4. dB-tijd diagrammen van regelcircuits

Een digitaal geregelde deltamodulator voor spraak

In fig. 4 zijn diode-C-tijd berekeningen weergegeven in vergelijking met de overeenkomstige krommen voor de r.c. schakeling. In de hier ontwikkelde d.m. is de opregelsnelheid bij laag niveau ca. 33 dB/msec. Bij hoog niveau wordt dit ongeveer 10 dB/msec. in deze uitvoering. Wanneer we 16 kHz - de laagste - aftastfrekwentie hebben, hebben we een impulsbreedte van 62 micro sec. en dat leidt dan tot 2 dB per stap. De afname van het ruisniveau na het verdwijnen van het signaal duurt bij de lage niveaux langer dan bij exponentiele regeling het geval zou zijn.

Het ontwerp is zo in te richten dat de aftast frekwentie binnen ruime grenzen is te variëren; in ons geval van 16 tot 64 kHz. De eisen welke gesteld werden waren n.l. zodanig dat de codec een goede overdracht moest verzekeren bij achter-

eenvolgens 10x coderen en decoderen. Omdat het verlies bij elke verdubbeling van het aantal omzettingen 3 dB bedraagt, geeft dit 10 dB verlies aan s/n verhouding. De aftastfrekwentie moet dan wel 30 à 40 kHz zijn om nog een redelijk signaal over te houden, met een s/n verhouding van ca 20 dB. Wanneer het gehele net waarin deze codec wordt toegepast, gedigitaliseerd zal zijn, kan de aftastfrekwentie gehalveerd worden. Het s/n verhouding verlies is dan zo'n 11 dB, dan zitten we dus weer op dezelfde waarde. Onze codec is met een lichte tweede integratie uitgerust, beginnend bij 3½ kHz en eindigend bij 10 kHz. De filters op ingang en uitgang hebben een bandbreedte van 3,8 kHz. Voor internationaal gebruik is het nodig een waterdichte afspraak te hebben voor compatibility. In Eurocom zijn onze voorstellen voor het vastleggen van de signaalniveaux door middel van digitale patronen nagevolgd.

Bij de demonstratie zijn steeds 4 stemmen welke een fragment tekst lezen, Engels, Amerikaans en Nederlands. We beginnen met een aftastfrekwentie van 64 kHz, vervolgens 38,4 kHz, dan 32 kHz en tenslotte 16 kHz. Daarna het resultaat na tien a d d a omzettingen in serie bij 32 kHz. Het signaal is afkomstig van band, na de codering en decodering is het ook weer op band geregistreerd.

Digitale fouten

Wanneer d.m. toegepast wordt op bijv. radioverbindingen of bij digitale registratie op band, ontstaan digitale fouten op de transmissieweg. De invloed van deze fouten is betrekkelijk gering. Elke verstoring zal een spanningssprongetje op de benaderingssignaal-integrator veroorzaken ter grootte van twee stappen. De grootte van deze stappen hangt af van de momentele waarde van het signaal maar de sprong zal klein zijn t.o.v. het signaal. De verstoring wordt gedurende de integrator tijd onthouden, en zal als een lichte pruttel hoorbaar zijn. We hebben u nu weer genoeg hierover gezegd om nieuwgierig te zijn naar de praktijk.

We gaan nu weer luisteren naar een demonstratie. Daarbij vergelijken we ook met het resultaat van fouten bij een PCM systeem. U gaat nu eerst luisteren naar een PCM systeem met 8 bit, 64 kilo bit/sec. 8 keer doorgeschakeld, dan hetzelfde met deltamodulatie op 64 k bit/sec. Vervolgens een maal het PCM systeem met 1½ % digitale fouten, daarna krijgt u hetzelfde weer met d.m. De deltamodulator is dan ingesteld op 32 kb/s.

Uitvoeringsvorm, varianten

Voor de vervaardiging op economische wijze van de codec's wordt gebruik gemaakt van geintegreerde circuits. Er zijn twee speciale typen voor dit ontwerp tot stand gekomen, een analoog en een digitaal circuit. De eisen welke gesteld worden aan beide chips zijn behoorlijk hoog. Omdat het hier een militair project betreft is de temp. eis - 40°C tot + 55°C omgevingstemperatuur. Tot de meer gedigitaliseerde varianten van dcdm hoort die met regel integrator uitgevoerd als een binaire updown counter. Daarachter komt dan een d a omzetter, waarvan de output verbonden wordt met de PAM. We zijn nu vrijer in het kiezen van het verband tussen pulshoogte en de digitale patronen welke op de d.m. output verschijnen. Een exponentieël verband is bijv. gemakkelijk te realiseren. We zijn nu zo ver gekomen dat we een vergelijking kunnen maken tussen dcdm en een andere vorm van geregelde d.m. namelijk adaptive d.m. oftewel high information d.m., waarover Winkler, Abate en Jayant hebben gepubliceerd. Dat systeem heeft dezelfde opbouw als dcdm in digitale vorm. Het verschil zit hierin dat we bij dcdm een digitale level detector hebben terwijl deze bij adaptive d.m. in zeer bescheiden vorm aanwezig is, rudimentair eigenlijk. Slechts de voorgaande bit wordt betrokken bij de beslissing tot op of terugregeling. De stapgrootte verandering was oorspronkelijk 6 dB. Later heeft men ook andere waarden gebruikt, n.l. een factor 1,5. Dit blijkt een optimale waarde te zijn t.a.v. SNR-verhouding+oversturing. * 3),4)

Intussen schrijdt de techniek voort. De eisen worden steeds hoger gesteld. Zo ontstaat langzamerhand de wens om van de beperkingen van de huidige registratie-apparatuur af te komen. Digitalisatie biedt hiertoe de mogelijkheid. De moeilijkheden worden daarbij verplaatst naar de a-d d-a omzetters. PCM is hiervoor weer de klassieke oplossing. Uit economische en technische overwegingen is ook hier een omzetter met tijd gekwantificeerde terugkoppeling te overwegen. De bekende voordelen zijn ook hier te behalen: nauwelijks filtereisen, eenvoudiger van opbouw en waarschijnlijk minder onderhoud.

Digitaal geregelde deltamodulatie voor muziek

Met name voor muziekregistratie op meerdere kanalen parallel biedt dcdm, speciaal aangepast aan de eisen voor muzieksignalen, een elegante oplossing. Ondermeer de ongevoeligheid voor digitale mutaties is hier van belang.

In samenwerking met Philips' Phonografische Industrie is een experimentele muziekcodec opgezet.

Bij het ontwerp is de integrator-karakteristiek en de regelsnelheid aangepast, om een goede signaal ruis verhouding en reproductie van signaalsprongen te verkrijgen.

Graag zou ik iets willen laten horen van het effect van deze codec op verschillende muziekfragmenten. In het ideale geval hoort u natuurlijk helemaal geen effect. Daarom zijn verschillende bitrates gekozen: 250 kHz, 500 kHz en 750 kHz, steeds met dezelfde apparatuur en dezelfde muziek. U moet hierbij weer bedenken dat de bron een band is met modulatie ruis en idle noise, wat een absolute beoordeling in de weg staat. Deze demonstratie is bedoeld om aan te tonen dat dcdm een mogelijkheid is voor a d d a conversie voor muziek. Vooral voor registratie is het van belang de invloed van verkeerd opgeslagen of uitgelezen bits na te gaan. Bij de demonstratie worden daarom soms 1 promille van de digitale bits geinverteerd. Dit foutenpercentage is gekozen om de storing hoorbaar te maken. In werkelijkheid zal het foutenpercentage ordes van grootte lager komen te liggen.

Literatuur

1 F. de Jager;
Deltamodulation, a method of PCM transmission using the 1-unit code
Philips Res.Rep., no. 7 pp. 442-446

2 J.A.Greefkes, F. de Jager;
Contineous deltamodulation
Philips Res.Rep. no. 23, pp. 233-246, 1968

3 M.R. Winkler;
High information deltamodulation
IEEE int. conv. Rec., 1963

4 J.E. Abate;
Linear and adaptive deltamodulation
Proc. IEEE vol. 55, March '67

5 J.W. Glasbergen, J.A. Greefkes, F. de Jager, A.W.M. v.d.Enden;
PCM system including a puls pattern analyser
U.S. patent nr. 3729678, April 1973
(Nederlandse aanvraag nr. 6803992, maart '68).

6 N.S. Jayant;
1 adaptive deltamodulation with one bit memory
Bell syst. Techn. J., vol. 49, March 1970

7 G.M.M. Ferrieu, J.W. Glasbergen;
Dispositif pour la transmission de signeaux d' information au noyen d' une modulation par codage d' impulsions
Frans octrooi dd. 18 maart 1974

8 H.R. Schindler;
Linear, non-linear, and adaptive deltamodulation
IEEE Transactions on Communications vol. com - 22, no. 11, November 1974.

Voordracht gehouden op 19 november 1974 op de Afdeling der Elektrotechniek THE tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (nr. 241), de Benelux section IEEE, de sectie voor telecommunicatietechniek KIvI en het Genootschap van ingenieurs der PTT.

HET KODEREN VAN EXTREME WAARDEN VOOR OVERDRACHT VAN SPRAAKSIGNALEN

Ing. J.A. Greefkes, Ir. J.A.M. de Brouwer, Ir. J.E. Rooyackers
Technische Hogeschool Eindhoven.

Het artikel behandelt de overdracht van spraaksignalen met zeer lage bitfrekwenties. Eerst wordt ingegaan op systemen waarbij het spraaksignaal wordt overgedragen door het uitzenden van de extreme waarden op analoge wijze. Vervolgens worden twee systemen behandeld waarbij de extreme waarden gekodeerd worden overgedragen; een systeem waarbij Deltamodulatie en een waarbij Pulse Code Modulatie wordt gebruikt.

Inleiding

Voor de overdracht van spraaksignalen met een redelijke verstaanbaarheid is het niet noodzakelijk om alle amplitude variaties volledig en continu over te dragen. De proeven van Licklider en Pollack [1] in 1959 hebben aangetoond dat bij een volledige begrenzing van het spraaksignaal nog een redelijke verstaanbaarheid blijft bestaan. Hierbij worden de spraakamplitudes afgesneden tot 1% van de piekwaarde zodat nagenoeg alleen de informatie omtrent de ligging van de nul-doorgangen, die met de frekwentie van de spraak samenhangen, wordt overgedragen.

Een verbetering in overdrachts-kwaliteit van een volledig begrensd spraaksignaal treedt op indien dit signaal, alvorens te worden begrensd in amplitude, met behulp van een egalisatie netwerk $F(f) = 1/H(f)$ wordt gedifferentieerd. In dat geval wordt niet meer de informatie over de ligging van de nuldoorgangen overgedragen maar die over de ligging van de extreme waarden van het spraaksignaal.

Het signaal dat wordt overgedragen heeft een eenheidsamplitude terwijl de plaats van de nuldoorgangen continu varieert. Een dergelijk systeem noemt men daarom analoge overdracht van de extreme waarden van het spraaksignaal.

ANALOGE OVERDRACHT VAN EXTREME WAARDEN

Een oorspronkelijk spraaksignaal en een volledig begrensd spraaksignaal zijn als funktie van de tijd weergegeven in figuur 1. Na begrenzing van de bandbreedte van het in amplitude begrensde signaal, b.v. van 200 tot 3800 Hz, is de amplitude niet meer konstant, het energieniveau echter wel. Hierdoor is het overgedragen signaal minder gevoelig voor stoorspanningen in de transmissieweg.

Een gedifferentieerd spraaksignaal en een volledig begrensd gedifferentieerd spraaksignaal zijn eveneens weergegeven als funktie van de tijd in figuur 1. Zoals is aangegeven vallen de nuldoorgangen van c samen met de extreme waarden van het spraaksignaal a waardoor nu uitsluitend informatie omtrent de plaats van de extrema wordt overgedragen.

Uit experimenten is gebleken dat de bandbreedte van de transmissieweg voor de in amplitude begrensde signalen van invloed is op de kwaliteit van de overdracht. Voor een begrensd spraaksignaal bleek deze invloed groter dan voor een niet begrensd spraaksignaal.

Deze invloed is vastgesteld door de volgende proeven. Twee manne- en twee vrouwestemmen zijn opgenomen op een magnetische band via verschillende overdrachtsystemen en bij verschillende bandbreedten. Door 16 luisteraars werd een beoordelingscyfer aan elk systeem toegekend.

De kwalifikaties luiden:

5. excellent, zonder enige moeite te volgen,
4. good, goed verstaanbaar,
3. fair, verstaanbaar met enige moeite,
2. poor, met de grootste moeite te volgen,

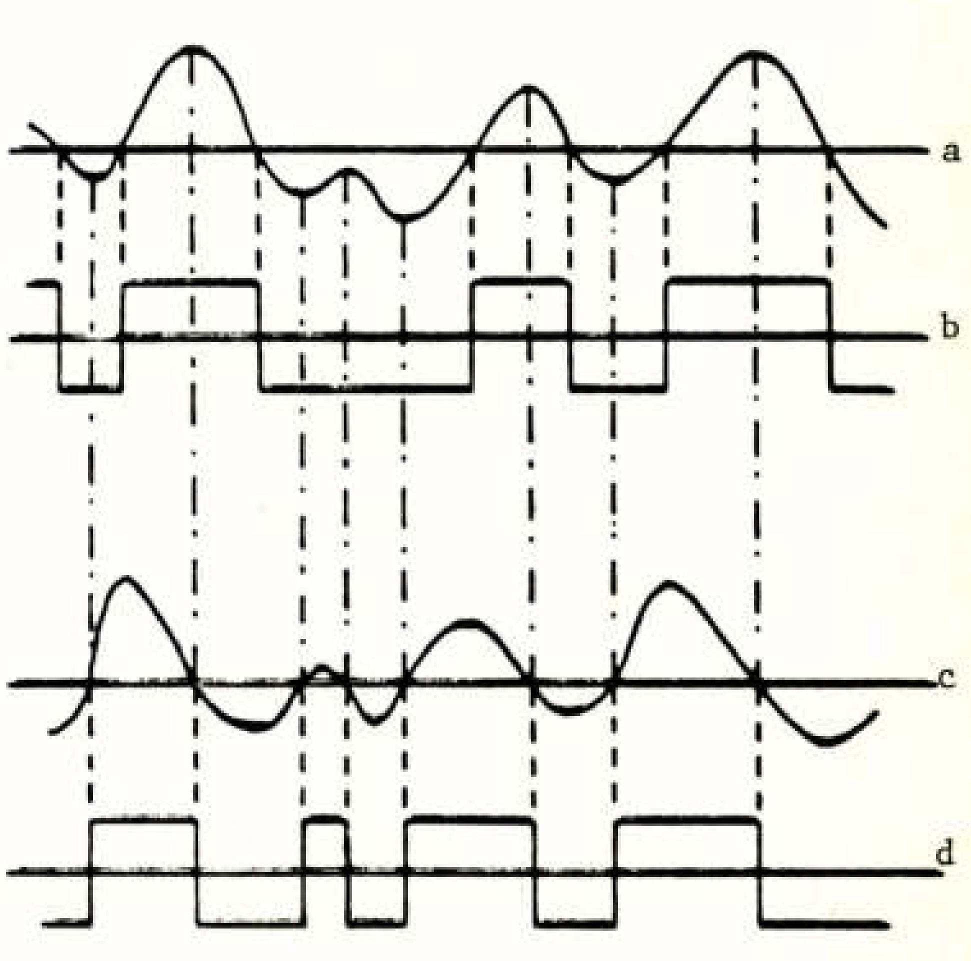


Fig. 1. Het amplitude/tijddiagram van spraak voor:
a. een normaal spraaksignaal,
b. een volledig begrensd spraaksignaal,
c. het gedifferentieerde spraaksignaal a
d. het volledig begrensde signaal c.
Bij het laatste signaal vallen de nuldoorgangen in de tijd samen met de extreme waarden van a.

1. bad, zeer moeilijk slechts enkele woorden verstaanbaar,

0. onverstaanbaar.

De gemiddelde score van de proeven is uitgezet in figuur 2 als funktie van de bandbreedte en met de mate van begrenzing als parameter. Een begrenzing van 30 dB komt overeen met een begrenzing tot 3,16% van de piekwaarde van het spraaksignaal.

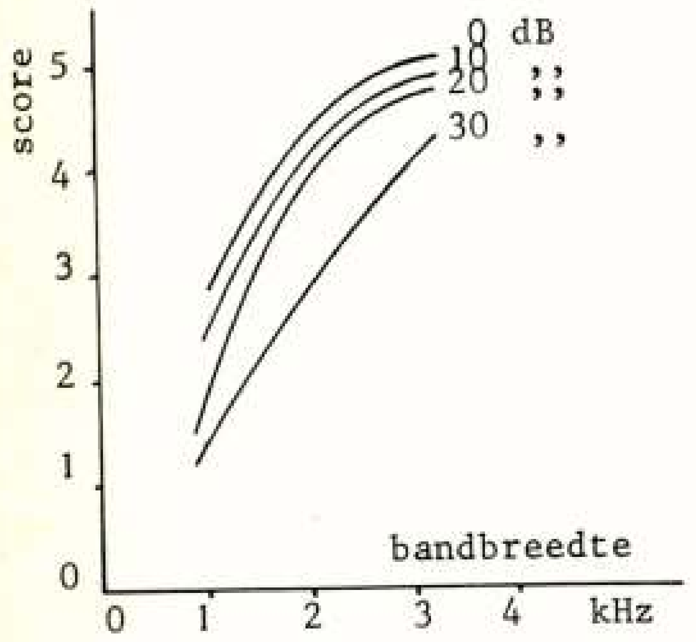


Fig. 2. De kwaliteit van spraaksignalen als funktie van de bandbreedte van het spraaksignaal. De mate van begrenzing (dB) is de parameter. Uitgezet is de gemiddelde score van 16 luisteraars.

Een volledig begrensd spraaksignaal geeft echter een hinderlijk bijgeluid. Gedurende spraakpauzes wordt het achtergrond geruis, dat altijd aanwezig is, met hetzelfde niveau weergegeven als het signaal. Dit hinderlijk bijgeluid kan onderdrukt worden, zoals b.v. in het Frena [2] en het Lincompex [3] systeem.

In het Frena systeem wordt naast het in amplitude begrensde signaal een tweede signaal (piloot) overgedragen dat de informatie over de amplitude variaties bevat (omhullende). De naam Frena is een afkorting van de woorden frekwentie en amplitude. Hierbij wordt aan de zendzijde uit het spraaksignaal (figuur 3a) een omhullend signaal (figuur 3b) afgeleid dat samen met het in amplitude begrensde signaal (figuur 3c) overgedragen wordt. Aan de ontvangzijde worden beide signalen door filters gescheiden en in amplitude met elkaar vermenigvuldigd zodat het benaderingssignaal (figuur 3d) ontstaat.

Het blokschema is weergegeven in figuur 4. Na beperking in bandbreedte van 300 tot 3800 Hz, en egalisatie $F(f) = \frac{1}{H(f)}$ wordt het signaal a in amplitude begrensd en wordt uit dit signaal a door gelijkrichting en afvlakking (0 - 100 Hz) een omhullend signaal b afgeleid. Aan de ontvangzijde worden beide signalen door filters gescheiden en in de produktschakeling b.c vermenigvuldigd. Daarna wordt dit produkt in bandbreedte beperkt van 300 tot 3800 Hz.

Op gelijke wijze als voor de invloed van de bandbreedte is de invloed van egalisatie en de extra overdracht van het omhullende gegeven getest. De bandbreedte is hierbij konstant gehouden op 3500 Hz, terwijl de begrenzing werd gevarieerd. Figuur 5 geeft de gemiddelde score als funktie van de mate van begrenzing.

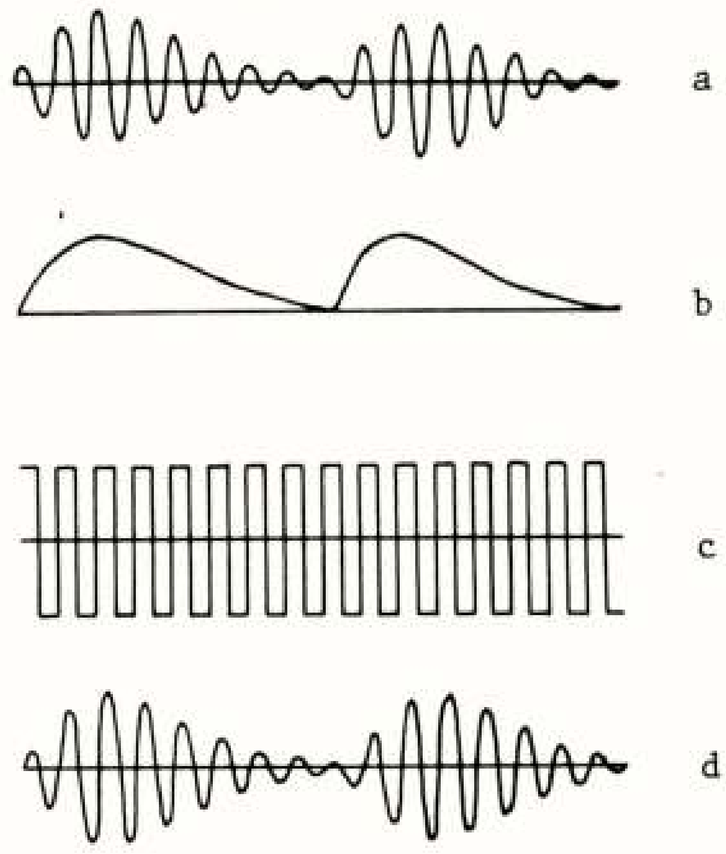


Fig. 3. Het amplitude/tijddiagram van de signalen in een Frena systeem. Het gedifferentieerde spraaksignaal a, het afgeleide omhullende signaal b en het volledig begrensde signaal c. Verder wordt het produkt van b en c weergegeven door d.

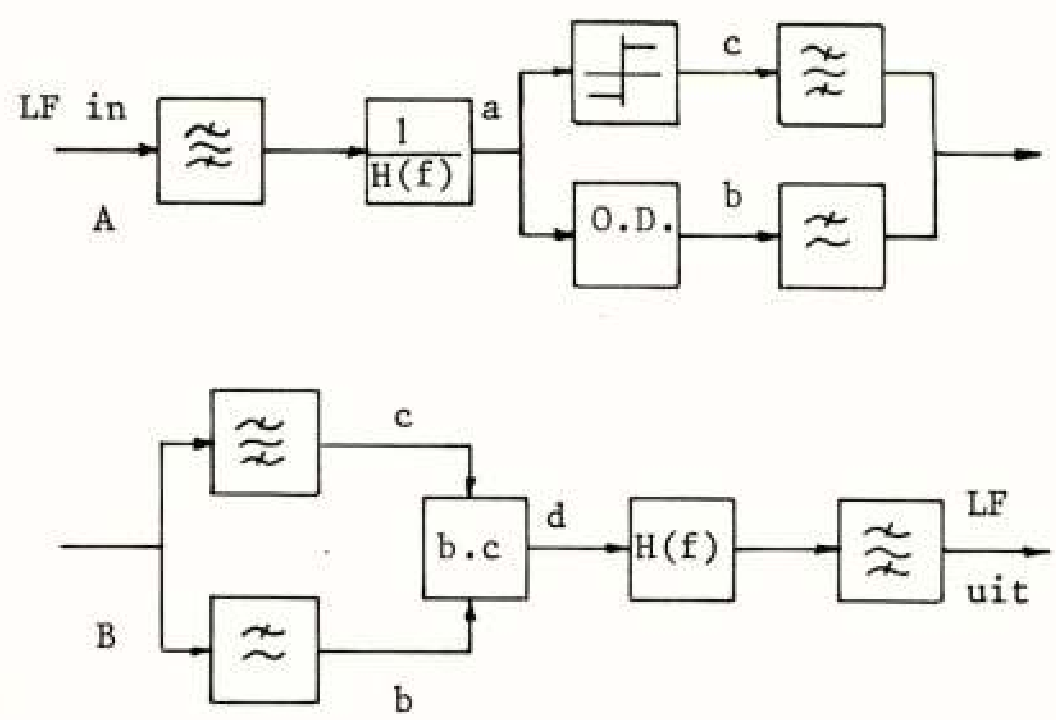


Fig. 4. Het blokschema van een Frena systeem. A geeft de zendzijde weer en B de ontvangzijde. De kleine letters in de figuren geven de plaatsen aan waar de signalen van figuur 3 optreden.

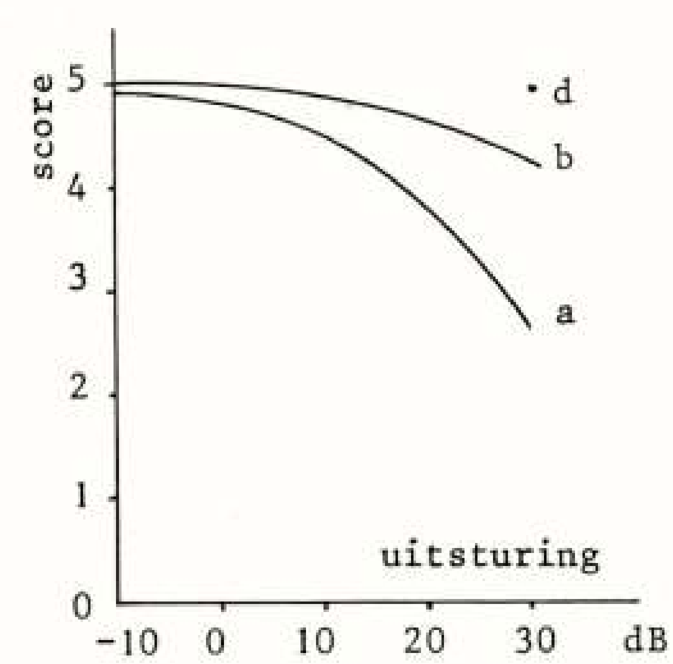


Fig. 5. De invloed van begrenzing op de overdrachtskwaliteit. Uitgezet is de gemiddelde score van 16 luisteraars als funktie van de mate van uitsturing (dB). De bandbreedte van het spraaksignaal is 3500 Hz. Zonder egalisatie (a), met egalisatie (b), en het punt d geldt voor Frena.

DIGITALE OVERDRACHT VAN EXTREME WAARDEN

Overdracht d.m.v. Delta Modulatie (DM)

Digitale overdracht van extreme waarden van spraaksignalen kan worden bereikt door een bepaalde instelling van de niveaus van de signalen bij het transmissiesysteem genaamd "Twee Kanaals D M " [4]. Het principe van dit systeem is weergegeven in figuur 6. Het spraaksignaal (LF) wordt eerst in bandbreedte beperkt van 300 tot 3800 Hz door een banddoorlatend filter. Het bandbegrensde spraaksignaal a wordt vervolgens toegevoerd aan een spraaksignaal kodeerder "Spraak Kodeerder" en aan een slope level detector (S.L.D.) die een omhullend signaal afleidt uit de helling van het spraaksignaal.

De kwantiseringsniveaus (stappen) van de spraakkodeerder worden bepaald door het signaal q. In principe is dit een kodeerder zoals toegepast bij geregelde deltamodulatie DCDM [4]. Het regelsignaal q ontstaat, via een "envelope" kodeerder en dekodeerder (codec), uit het omhullende signaal en heeft een bandbreedte van 0 tot 100 Hz. De digitale signalen S_1 en S_2 worden in tijd multiplex overgedragen. Aan de ontvangzijde worden beide signalen S_1 en S_2 gescheiden door een demultiplex schakeling en in de spraak- respektievelijk "envelope"-dekodeerder gedekodeerd. Van de eerste worden de kwantiseringsniveaus door het gedekodeerde signaal q' gevarieerd waardoor het gedekodeerde spraaksignaal met dit signaal in amplitude wordt vermenigvuldigd. Een banddoorlatend filter beperkt de bandbreedte van het benaderingssignaal a' van 300 tot 3800 Hz om ongewenste frekwentie komponenten te onderdrukken.

Door instelling van het niveau van het regelsignaal q van de kodeerder worden de kwantiseringsstappen zo klein gehouden dat over een groot gebied van het ingangsniveau hellingbegrenzing van het signaal optreedt. Dit betekent dat uitsluitend de extreme waarden van het spraaksignaal worden overgedragen.

Begrenzing van de helling van het spraaksignaal heeft bij zeer lage bemonsteringsfrekwentie een gunstige invloed op de kwantiseringsvervorming. Dit volgt uit figuur 7 waarin is uitgezet de totale optredende vervorming in verhouding tot het signaalniveau voor een uitgestuurde codec waarbij begrenzing van de helling optreedt.

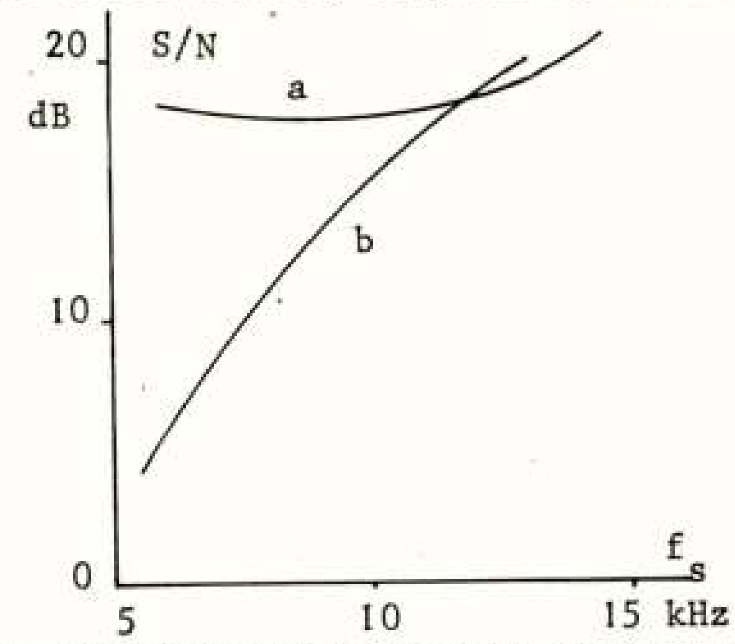


Fig. 7. De verhouding van het signaal en de totale kwantiseringsvervorming als funktie van de bemonsteringsfrekwentie. Kromme a voor volledige verzadeging (totale hellingsbegrenzing) en kromme b voor volle uitsturing met lineaire overdracht. Als testsignaal is gebruikt een met ruis in frekwentie gemoduleerde sinus van 800 Hz.

Deze verhouding is gemeten met een ruisband van 750 tot 850 Hz als ingangssignaal voor verschillende bemonsteringsfrekwenties. Kromme a geldt voor een in helling begrensd ingangssignaal en kromme b voor een signaal waarbij juist geen hellingsbegrenzing optreedt. Voor bemonsteringsfrekwenties beneden 12 kHz is voor hellingsbegrenzing de verhouding gunstiger.

De resultaten van luisterproeven, zoals genomen voor analoge systemen, zijn weergegeven in figuur 8. Hierin is de gemiddelde score uitgezet als funktie van de totale bitfrekwentie van beide kanalen. Uit de figuur blijkt dat het systeem bij 8 Kb/s nog bruikbaar is.

Overdracht d.m.v. PCM

Indien een spraaksignaal wordt bemonsterd met een frekwentie van bv. 8000 Hz en uitsluitend die samples worden uitgezonden die samenvallen of nagenoeg samenvallen met de extreme waarden van het spraaksignaal, is het gemiddeld aantal uitgezonden samples minder dan een kwart van het aantal dat volgens het Shannon theorema noodzakelijk is.

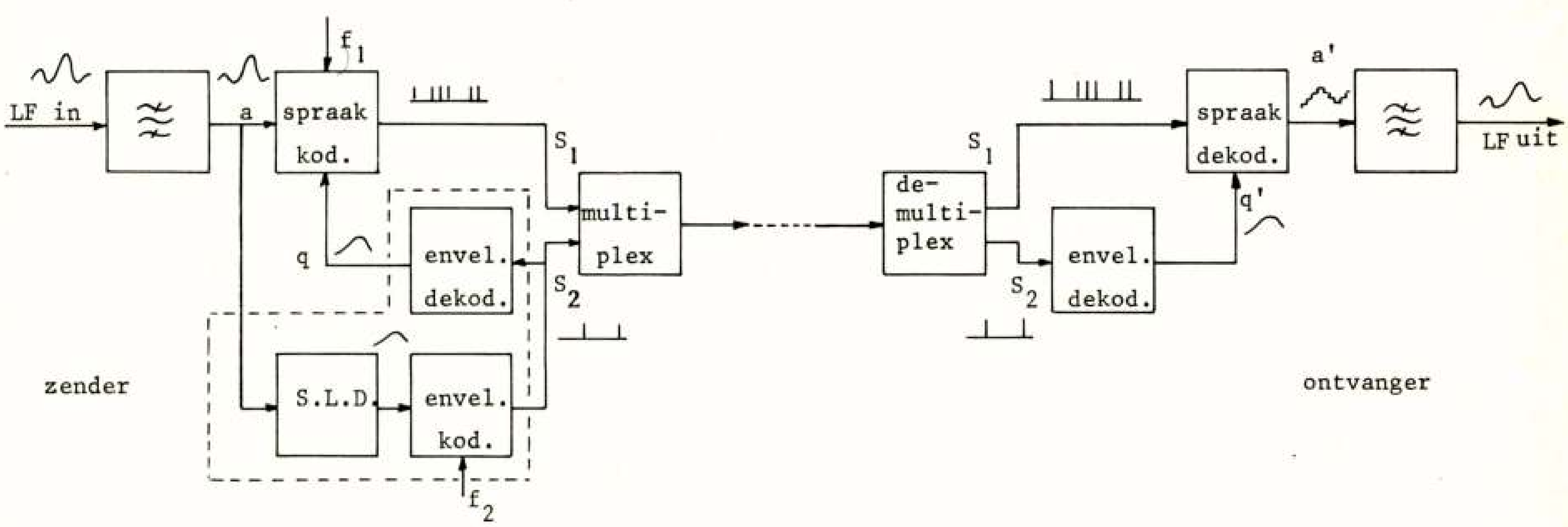


Fig. 6. Het blokschema van een twee kanaals D M systeem.

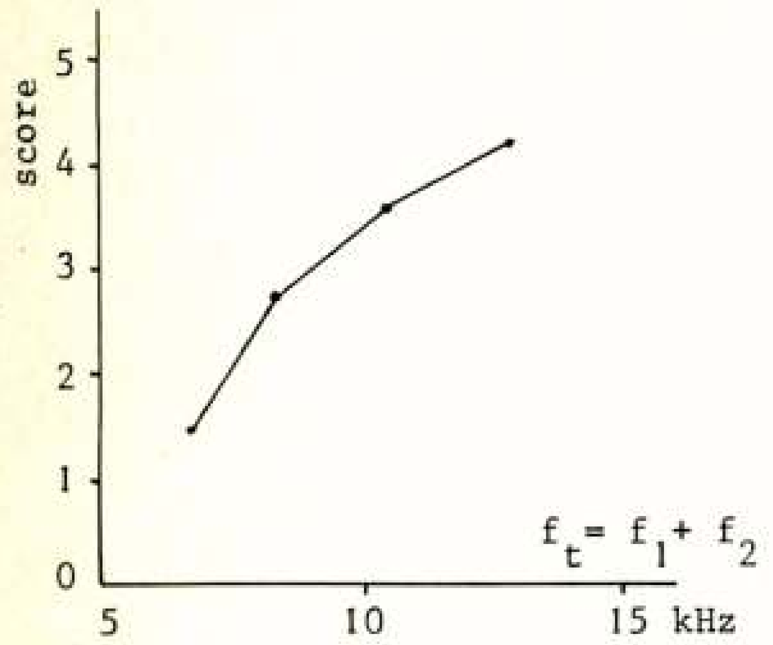


Fig. 8. De kwaliteit van de overdracht voor spraaksignalen van tweekanaals D.M. als funktie van de totale bitfrekwentie.

De overgedragen informatie bestaat uit de waarden $a_1, a_2, \ldots$ van het signaal op de tijdstippen $t_1, t_2, \ldots$ (figuur 9). Bij de dekodering wordt met een geschikte funktie tussen de extreme waarden geïnterpoleerd, zoals in figuur 9b met een stippellijn is weergegeven. Voor spraakoverdracht is deze methode voor het eerst aangegeven door M. Mathews [5] en voor beeldsignalen door B. Julesz [6] in het jaar 1959.

Het hier beschreven systeem voor spraakoverdracht verschilt van het systeem van M. Mathews doordat geregelde kodering wordt toegepast. Tevens is een methode aangegeven voor de transmissie betreffende de tijdstippen van optredende extreme waarden. Deze informatie is aan de ontvangzijde nodig teneinde het oorspronkelijke signaal te kunnen rekonstrueren.

De belangrijkste vragen die gesteld kunnen worden zijn:

a. Hoe nauwkeurig dienen de waarden van de extrema gekwantiseerd te worden?
b. Hoe nauwkeurig moet het tijdstip van optreden worden overgedragen?
c. Wat is het effekt van de optredende vervorming?

Het gemiddeld aantal bits per seconde dat moet worden uitgezonden is afhankelijk van het gemiddeld aantal extrema per seconde en van de nauwkeurigheid waarmee deze moeten worden overgedragen. Het gemiddeld aantal extrema is afhankelijk van de bandbreedte van het spraaksignaal (fig. 11) en het aantal kwantiseringsniveaus. Opeenvolgende extrema (in fig. 9 weergegeven door de punten a_3, a_4 en a_5) die binnen één kwantiseringsinterval gelegen zijn worden hierdoor immers niet als zodanig herkend. Deze drempel heeft niet alleen invloed op het gemiddeld aantal extrema maar ook op de kwaliteit van de overdracht.

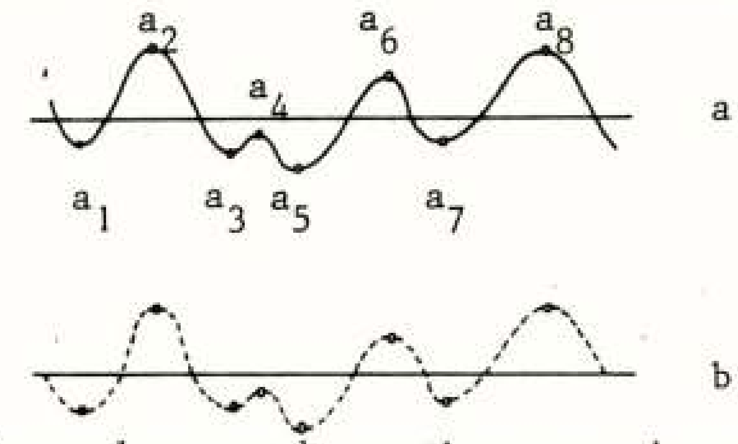


Fig. 9. De analyse en de synthese van de overdracht van spraaksignalen m.b.v. extreme waarden. Het oorspronkelijke signaal a en het geregenereerde signaal b. De punten a_1 a_2 enz. geven de extreme waarden aan.

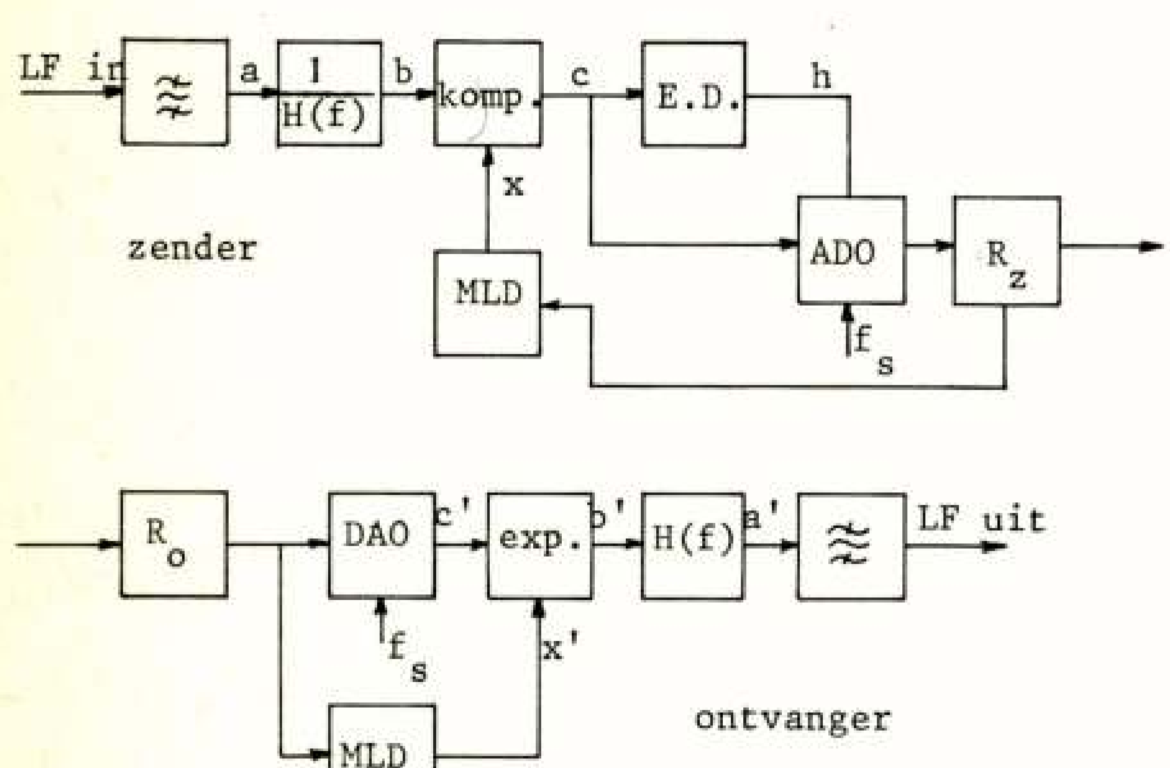


Fig. 10. Het blokschema van een extreme waarde codec.

In figuur 10 is een blokschema van het systeem weergegeven. Het spraaksignaal (LF) wordt in bandbreedte beperkt van 300 tot 3000 Hz door het ingangsfilter. Daarna wordt het spektrum geëgaliseerd door het netwerk $F(f) = 1/H(f)$ (zie figuur 12). Vervolgens wordt de dynamiek van het signaal in een kompressieschakeling verminderd met 34 dB evenredig met het regelsignaal x. De Extrema Detector (E.D.) genereert een "set"-puls voor de analoog-digitaal-omzetter (ADO) op het moment dat een extreme waarde wordt bereikt. De ADO kodeert de extreme waarde van het spraaksignaal op het moment van de eerstvolgende klokpuls (f_s).

De gekodeerde extrema worden opgeslagen in het register R_z om vervolgens te worden uitgezonden. Het regelsignaal x wordt afgeleid uit de inhoud van R_z door een modulatie niveau detektor (M.L.D.) waarvan de uitgangsspanning x recht evenredig is met het aantal malen per seconde dat het halve maximale niveau wordt overschreden. Deze methode van compressie is beschreven in publikaties over digitaal geregelde delta modulatie (DCDM) [7] en DCPCM.

Aan de ontvangzijde worden de ontvangen kodewoorden opgeslagen in R_o . Een M.L.D. genereert uit de inhoud

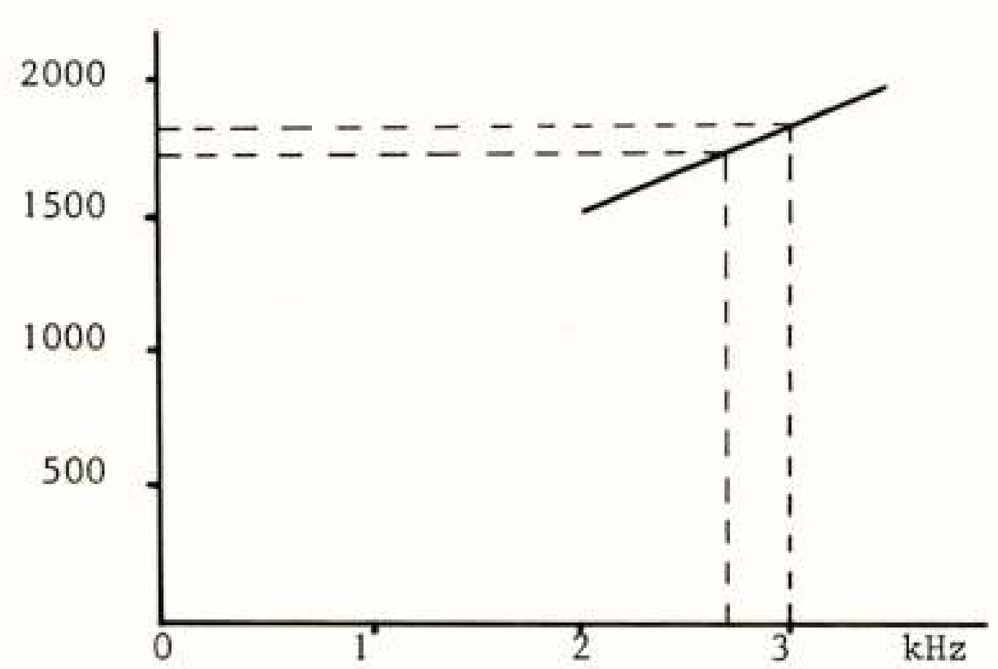


Fig. 11. Het maximale aantal extrema per seconde als funktie van de bandbreedte van het spraaksignaal voor continue spraak.

van R_o het regelsignaal x'. De digitaal analoog omzetter (DAO) dekodeert de ontvangen kode woorden lineair waarna in de expansie schakeling m.b.v. het regelsignaal x' de oorspronkelijke dynamiek wordt hersteld. De monsters b' worden in het netwerk F(f) = H(f) geintegreerd waardoor lineaire interpolatie tussen de extreme waarden optreedt. Het benaderingssignaal a' wordt door het filter in bandbreedte beperkt van 300 tot 3000 Hz om ongewenste frekwentie komponenten te onderdrukken.
De drempel voor hobbels en lage signaal niveaus wordt bepaald door de kwantiseringseenheid van de ADO. Door de kompressie is deze drempel afhankelijk van het signaalniveau, hetgeen een gunstige invloed heeft op de kwaliteit van de overdracht. De nauwkeurigheid waarmee de tijdstippen van optreden van extrema worden bepaald, is afhankelijk van de bemonsteringsfrekwentie f_s van de ADO.
Het blokschema van de extreme waarde detektor (E.D.) is weergegeven in figuur 13. Het signaal c wordt door het RC netwerk gedifferentieerd. De nuldoorgangen van het signaal d komen overeen met de extreme waarden van het signaal c. Door begrenzing en vertraging ontstaan de pulstreinen e en g. Na modulo twee-optelling ontstaat het signaal h, de setpuls voor de ADO.

In figuur 14 a zijn de uitgezonden waarden van het LF signaal met punten aangegeven. Figuur 14 b geeft het benaderings signaal a' weer.

Overdracht van de tijdstippen van optreden.

Niet de absolute tijdstippen van optreden moeten worden overgedragen, maar de onderlinge tijd afstanden tussen opeenvolgende extreme waarden. Om deze afstanden zo nauwkeurig mogelijk vast te stellen wordt de onderlinge afstand afgeleid uit het analoge signaal.
Bepaalt men nl. het tijdstip waarop een extreme waarde optreedt uit het gekodeerde signaal dan wordt, vooral bij langzaam varierende signalen, de nauwkeurigheid hiervan vooral bepaald door de kwantisering [8]. Een relatief hoge bemonsteringsfrekwentie verhoogt de nauwkeurigheid, maar heeft geen invloed op het totaal aantal uitgezonden extrema.

De overdracht van de informatie over de tijd afstanden kan op verschillende wijzen plaatsvinden, o.a.

a. Door toevoeging van een extra aantal bits aan ieder uitgezonden kodewoord die het aantal klokpulsen f_s tussen opeenvolgende extrema aangeven. Deze methode vereist een groot buffergeheugen en geeft veel vertraging.
b. Door de niet genomen bemonsteringen te vervangen door kodewoorden met bits van de waarde '0'. Hierdoor wordt het gemiddelde aantal bits met de waarde '0' belangrijk groter dan het aantal bits met de waarde '1'. Door toepassing van een algorithme voor bronkodering [9] is de bit snelheid op de transmissieweg belangrijk te verlagen. Bij deze methode moet aan de ontvangzijde

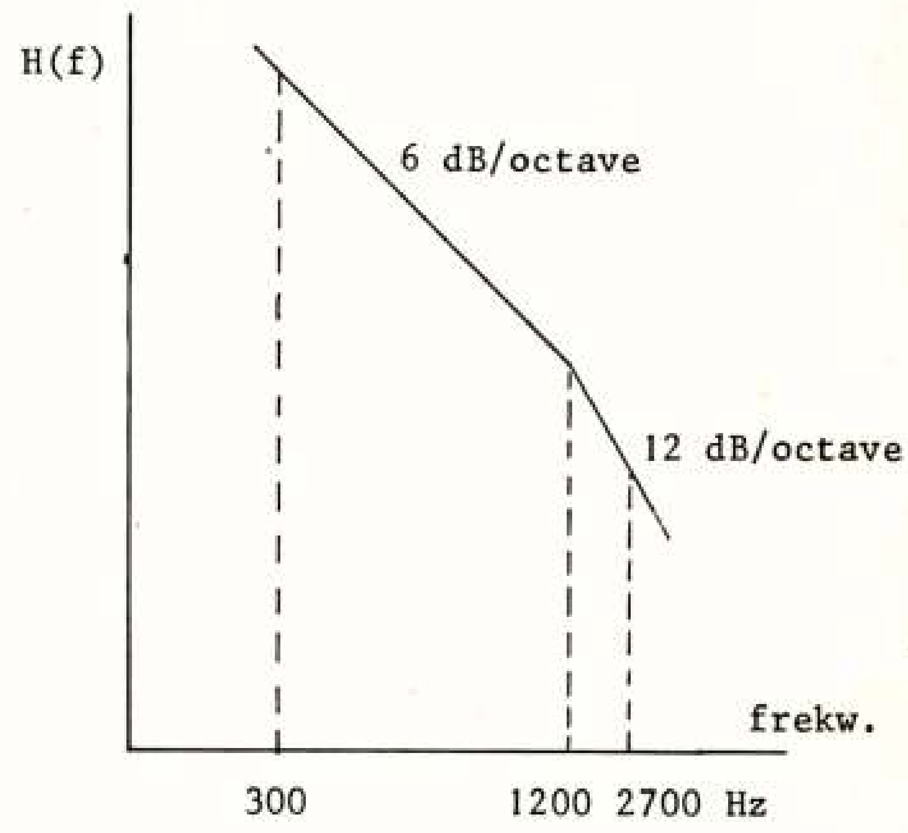


Fig. 12. Overdracht funktie van het egalisatie netwerk H(f).

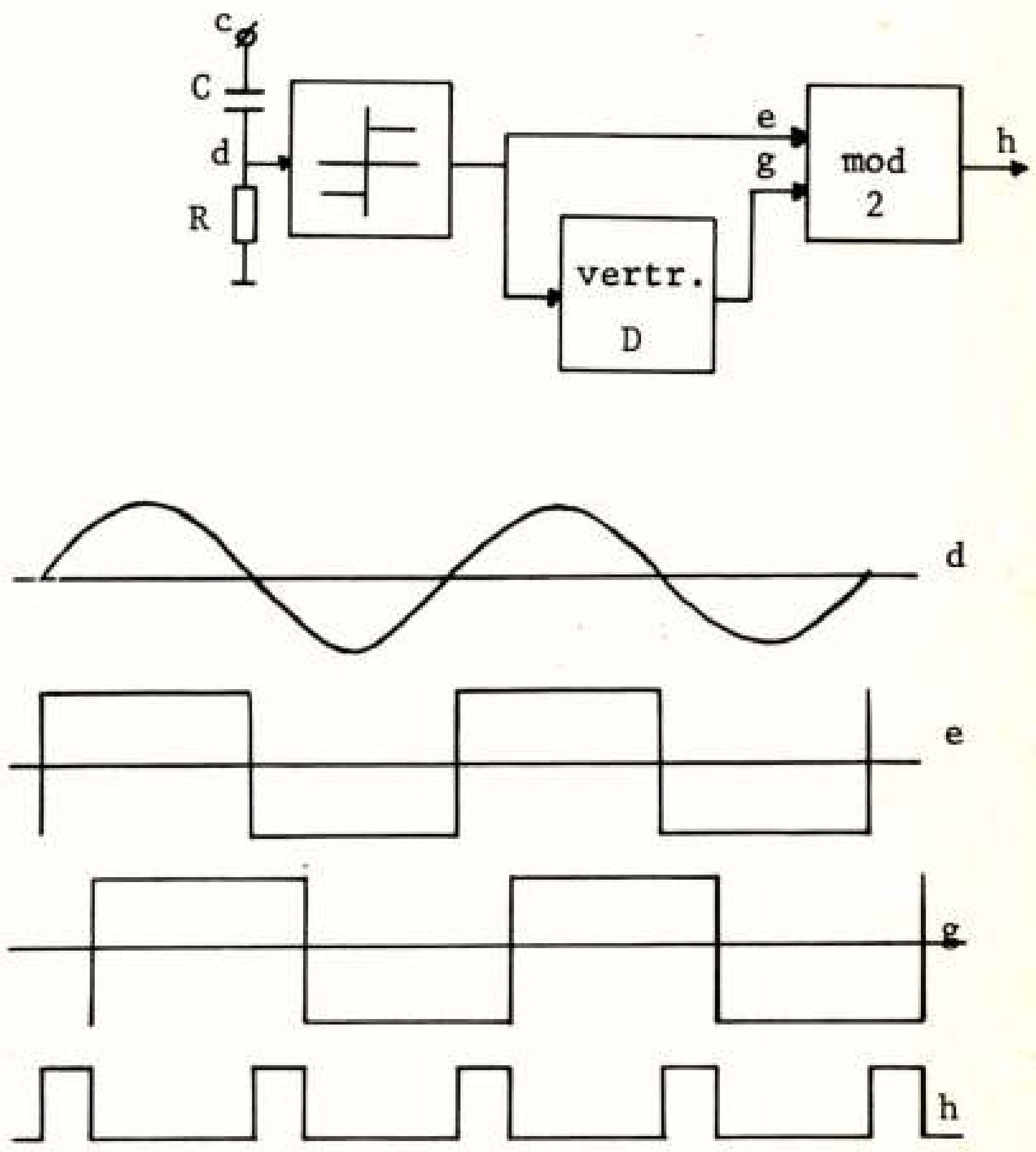


Fig. 13. Blokschema van de extreme waarde detektor met signaaldiagrammen, d het gedifferentieerde signaal c, e het volledig begrensde signaal d, en h de setpuls voor de ADO.

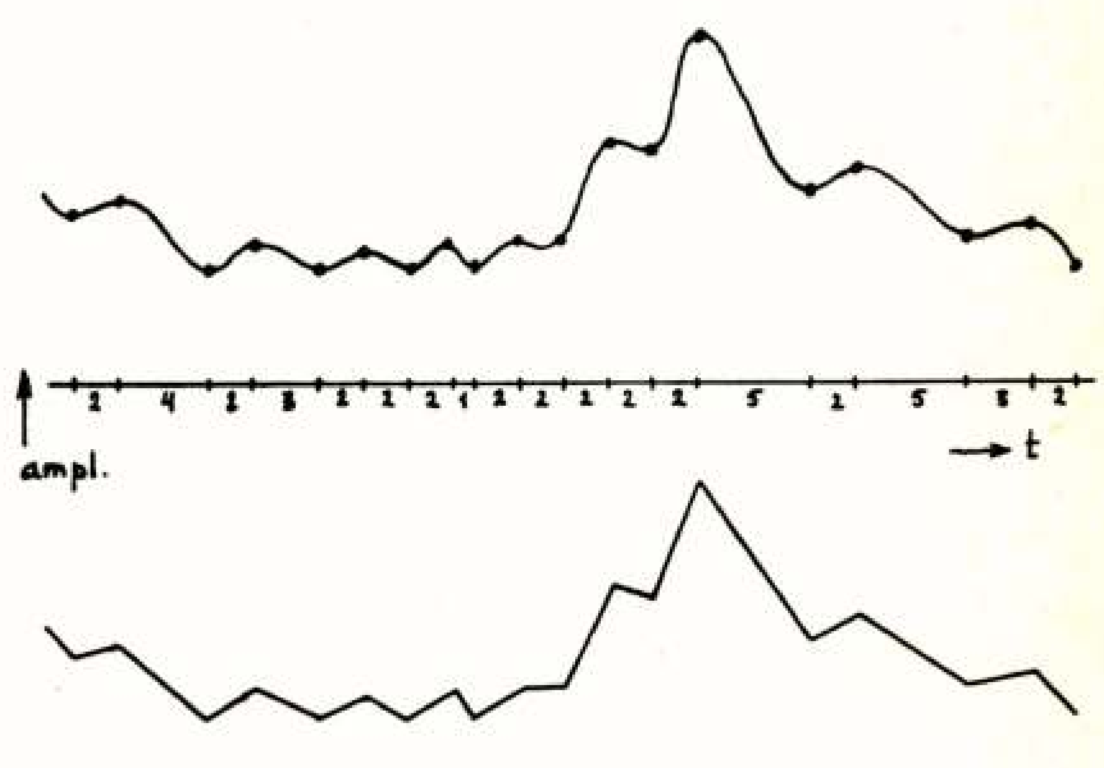


Fig. 14. "Extremal coding" met lineaire interpolatie. De tijdas geeft het aantal klokpulsen tussen twee opeenvolgende extrema aan. a: Het origineel. b: Het gedekodeerde spraaksignaal.

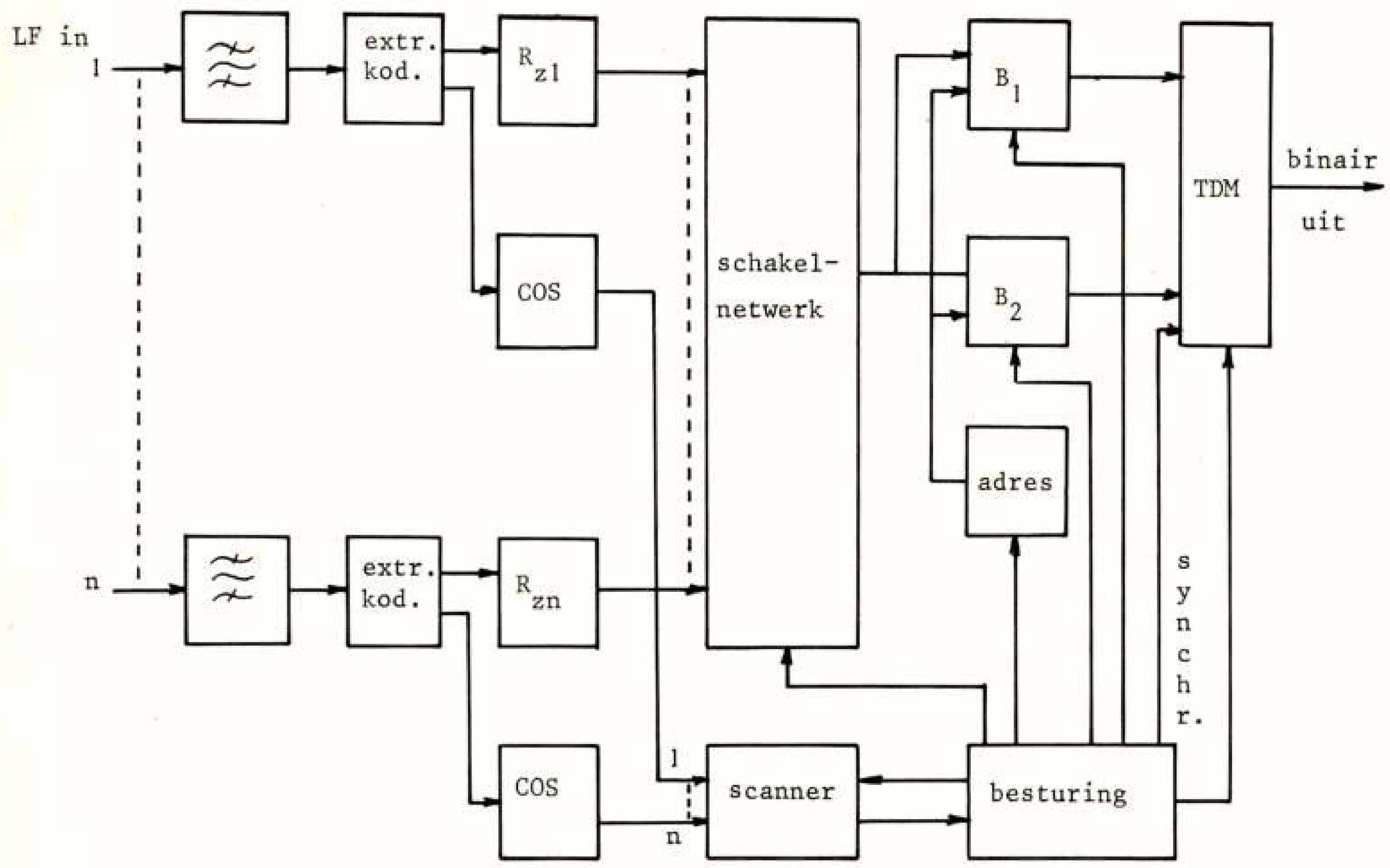


Fig. 15. Multiplex E.C. systeem met toevoeging van een adres aan de extreme waarden. Zendzijde.

de oorspronkelijke bit stroom geregenereerd worden. Er is ook hier een relatief groot buffergeheugen nodig. Het voordeel echter is dat weinig extra bits nodig zijn voor de overdracht van de tijd informatie.

c. Door gebruik te maken van de meer uniforme statistiek van een multiplex systeem.Hierbij wordt een niet volledig uniforme bitstroom overgedragen en wordt een bepaalde waarschijnlijkheid van het optreden van verzadiging geaccepteerd. De laatste methode wordt in het volgende nader uitgewerkt.

Het principe van de zender is weergegeven in fig. 15. Van de 1 tot n gesprekskanalen wordt alleen aan die gesprekskanalen een tijdslot (kanaal) in het frame van het time-dimension-multiplex (T.D.M.) systeem toegewezen, waarin gedurende dat frame een extreme waarde is opgetreden. Zijn alle tijdsloten in het frame bezet, dan wordt in het volgende frame aan het geblokkeerde kanaal prioriteit gegeven. Hierdoor neemt de waarschijnlijkheid van het wegvallen van een extreme waarde (freeze out) belangrijk af. De extra vertraging in uitzending van een eenmaal geblokkeerd kodewoord is niet belangrijk bij een relatief hoge frame frekwentie van b.v. 32 kHz.

Om aan de ontvangzijde te weten welk ontvangen kodewoord bij welk kanaal behoort wordt aan ieder woord een aantal van A bits voor het adres van dit woord toegevoegd, waarbij 2^A gelijk is aan het aantal gesprekskanalen.

Bij telefonie wordt meestal slechts in één richting tegelijk gesproken. Hierdoor is het aantal extreme waarden bij telefonie ongeveer 50% van het gemiddelde aantal extrema bij kontinue spraak, met als gevolg dat het aantal adres bits gedeeltelijk gekompenseerd wordt.

In figuur 15 geeft elke "extremal coder" met een 1 bit geheugen (COS) aan of er gedurende een frame tijd een extreme waarde is opgetreden. Deze geheugens worden afgetast door een "scanner". Indien het geheugen aangeeft dat een extreme waarde is opgetreden, wordt het geheugen R_z m.b.v. een schakelnetwerk doorverbonden met de registers B_1 of B_2. In deze registers wordt ook het adres toegevoegd uit het adresgeheugen. De registers B_1 en B_2 worden beurtelings geschreven en gelezen en zetten de parallel bitstromen van de kanalen om in een serie bitstroom zodat een regelmatig bitpatroon wordt uitgezonden. Het geheel wordt bestuurd door een eenvoudige besturing die tevens een synchronisatie signaal opwekt voor het TDM systeem.

Aan de ontvangzijde (figuur 16) wordt met behulp van een synchronisatie inrichting de informatie van de adressen gescheiden van de amplitude informatie. Uit het adres geheugen wordt via het schakelnetwerk de informatie over de amplituden toegevoerd aan het juiste kanaal waarin het ontvangen kodewoord wordt gedekodeerd in een "extremal decoder".

De schakelmatrix kan tevens worden gebruikt als telefoon centrale. Indien aan ieder kanaal een adres wordt toegevoegd van een bestemming, ontstaat een verbinding met een gewenst kanaal, aangegeven door dat adres.

Op deze wijze ontstaat een systeem waarbij integratie ontstaat tussen kodering, transmissie en switching (telefoon centrale). Voordeel van deze laatste methode is dat er geen merkbare vertraging optreedt in de overdracht van het spraaksignaal.

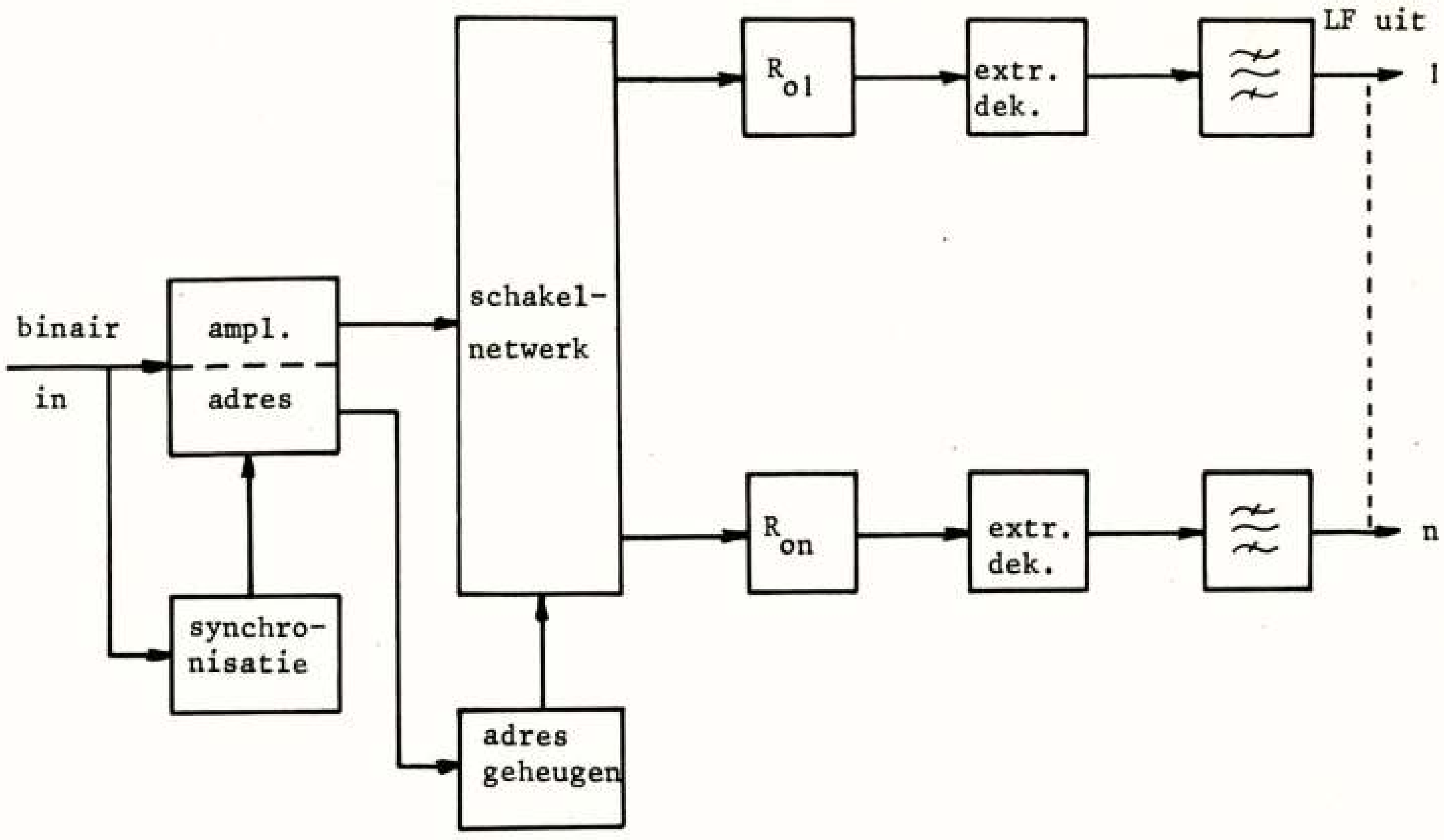


Fig. 16. Multiplex E.C. systeem. Ontvangzijde.

RESULTATEN.

Figuur 11 geeft het aantal extrema per seconde voor kontinue spraak als funktie van de bandbreedte van het signaal. De drempelwaarde hierbij was 1% van de piekwaarde van het signaal. Voor een bandbreedte van 3000Hz is het maximale aantal per seconde 1830. Dit komt overeen met de waarde die M.Mathews [5] heeft gevonden met zijn methode via simulatie op een computer. De drempelwaarde wordt in het beschreven systeem (fig.10) bepaald door het aantal bits per codewoord. Voor 3 bit is het gemiddelde aantal extrema per seconde 1400. Voor 4 en 5 bit is deze waarde 1600 resp. 1700. Het totale aantal bits per kanaal voor een 32 kanaalsysteem volgt uit het aantal extrema per seconde per kanaal, gehalveerd i.v.m. de spraakpauzes, het aantal bits per codewoord en het aantal adresbits (5 bit).

De invloed van de bemonsteringsfrekwentie op de kwaliteit is eveneens onderzocht. Er treedt een duidelijke verbetering op bij verhogen van de bemonsteringsfrekwentie van 8 naar 16 kHz. Tussen de bemonstering met een frekwentie van 16 kHz en die met een frekwentie van 32 kHz bestaat nagenoeg geen verschil.

Belangrijke bijdragen tot de ontwikkeling van het in dit artikel beschreven extremal coding systeem zijn geleverd door F.Sessink en P.G.M.Boonekamp. Tevens willen we dank betuigen aan de heer K.Riemens van het Natuurkundig Laboratorium van de N.V.Philips voor zijn bijdrage aan demonstratiemateriaal.

LITERATUUR.

1. J.C.R. Licklider en I. Pollack: "Effects of differentiation, integration and infinite peak clipping upon the intelligibility of speech", J.Acoust Soc. Amer. 20, 42-54, 1948.
2. F. de Jager en J.A. Greefkes: "Frena, een systeem voor overbrenging van spraak bij hoge ruisniveaus", Philips Techn. Tijdschrift, 19, 65-76, 1957.
3. B.P.O. CCIR Study Groups, Doc. III/95-E, 31 januari 1966 Draft Question Cag III: "An improved transmission system for H.F. Radiotelephone Circuits".
4. J.A. Greefkes: "Code modulation system for Voice signals using bit rates below 8 kb/s". ICC 73, Conv. Record, p. 46.8, 1973.
5. M. Mathews: "Extremal Coding for speech Transmission", IRE Trans. on Information Theory, 1 Sept. 129-136,'59.
6. B. Julesz: "Coding television signals based on edge detection", Bell.Syst.Techn.J. vol. 38, 1001-1020,'59.
7. J.A. Greefkes en K. Riemens: "Code modulation with digitally controlled companding for speech transmission", Philips Techn. Rev. 1, 335-354, '70,no.11/12
8. J.A.M. de Brouwer, J.A. Greefkes, J.E. Rooyackers: "Combining D.S.I. and Extremal Coding based on DCPCM", Conf. Digest. Eurocon, p.15-4-1, 2 april 1974.
9. P. Schalkwijk: "An algorithm for Source Coding", IEEE Trans. on Information Theory, vol.IT-18,nr.3, '72

GRAMMOFOONPLAAT.

Op de bij dit artikel bijgevoegde grammofoonplaat zijn een aantal demonstraties opgenomen waaruit men de kwaliteit kan vergelijken van de ontvangen en gedecodeerde signalen, overgebracht volgens enige van de besproken systemen. De demonstraties hebben alle betrekking op de transmissie van spraak voor telefonie: de frekwentie is daarom beperkt tot het gebied van 300 tot 3000 Hz.

De demonstraties, die in twee groepen zijn verdeeld, worden telkens voorafgegaan door een codesignaal van strepen en punten.

Groep 1. Demonstratie van de transmissie van spraakoverdracht volgens de analoge overdracht van extreme waarden. Het signaalniveau is 0 dB (voetnoot).

a -. Het oorspronkelijke spraaksignaal met een bandbreedte van 2700 Hz.

b .. Een tot 3% in amplitude begrensd spraaksignaal. (De overdracht van uitsluitend nuldoorgangen).

c ... Een tot 3% in amplitude begrensd geëgaliseerd spraaksignaal. (Overdracht van uitsluitend de tijdstippen van optreden van de extreme waarden).

d --. Frena, zonder ruis in de transmissieweg.

e .. Frena, met ruis in de transmissieweg (signaalruisverhouding is 10 dB).

Groep 2. Demonstratie van de transmissie van spraakoverdracht volgens de digitale overdracht van extreme waarden.

a ---. Twee-kanaals delta modulatie; bitfrekwentie 11 kb/s; signaalniveau 0 dB.

b .. Twee-kanaals delta modulatie; bitfrekwentie 7,4 kb/s; signaalniveau 0 dB.

c ... Twee-kanaals delta modulatie; bitfrekwentie 7,4 kb/s; signaalniveau -20 dB.

d ----. Extremal coding; bemonsteringsfrekwentie 32 kHz; 3 bit per codewoord; gemiddeld aantal extrema per seconde voor continue spraak 1400. Voor een 32 kanaalsysteem wordt het gemiddelde aantal extrema per kanaal 700 e/s en de gemiddelde bitfrekwentie per kanaal 5600 b/s.

e .. Extremal coding als d, echter met 4 bit per codewoord. Het gemiddeld aantal extrema per seconde voor continue spraak is 1600. Voor een 32 kanaalsysteem bedraagt de gemiddelde bitfrekwentie per kanaal 7200 b/s.

f ... Extremal coding als d, met 5 bit per codewoord. Het gemiddeld aantal extrema per seconde voor continue spraak is 1700. Voor een 32 kanaalsysteem bedraagt de gemiddelde bitfrekwentie per kanaal 8500 b/s.

---

voetnoot:

Bij spraak en andere onregelmatig verlopende signalen spreekt men van volledige uitsturing (0dB) als het desbetreffende niveau gemiddeld 3 maal per 10 seconden wordt overschreden.

Voordracht gehouden op 19 november 1974 op de Afdeling der Elektrotechniek THE tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (nr. 241), de Benelux section IEEE, de sectie voor telecommunicatietechniek KIvI en het Genootschap van ingenieurs der PTT.

CODING BY LEXICOGRAPHICAL ENUMERATION

J.P.M. Schalkwijk
Eindhoven Institute of Technology, Eindhoven, The Netherlands

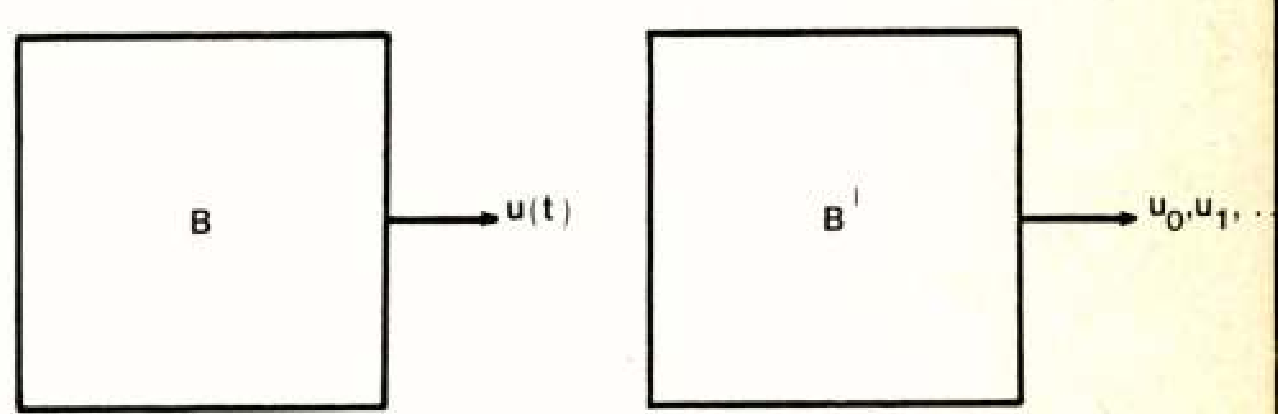
Let S be a subset of M-ary N-sequences. The elements of S can be ordered lexicographically as are the words in an English dictionary. We derive 1) an algorithm that given an element $s \in S$ recursively computes the lexicographical index $i(s)$ of s and 2) an inverse algorithm that given the lexicographical index i recursively computes the associated element $s(i) \in S$. The above algorithms have important applications to coding problems with a local constraint. Examples of such local coding problems are source coding with S being the set of "typical" source outputs, and coding for spectral shaping were the elements $s \in S$ are those N-sequences that have the desired spectral properties.

I. INTRODUCTION

This paper concerns the problems associated with the analog to digital (AD)- and the digital to analog (DA)-conversion of a continuous time waveform x(t). Problems of this type arise in the coding of speech- and video-waveform. One might, for example, want to store a piece of music in digital form. The stored information can then be recalled many times without suffering any degradation! The distortion incurred upon replaying the music is that introduced by the processes of AD- and DA-conversion.

Thus, in general, the processes of AD- and DA-conversion introduce distortion. Defining appropriate distortion measures for speech- and picture-waveforms is a difficult task in itself. Whatever the appropriate measure of distortion may be, in general, a smaller distortion will require a larger number of digits in the digital representation. The relation between the average distortion and the minimum number of digits required in the digital representation is the subject of Shannon's "rate-distortion" theory, see Gallager (1968) and Berger (1971).

Consider an information source B, see Fig. 1a. The output waveform u(t) of the source can be an electrical voltage, a sound pressure, a light intensity, etc. According to the sampling theorem, Wozencraft (1965, p. 599), a waveform u(t) of bandwidth W Hz can be represented by an equivalent sequence $u_0, u_1, \ldots$ of 2W samples per second. Hence, the waveform source B, Fig. 1a, has an equivalent sequence source B', Fig. 1b, that generates one number, u_k, $k=0,1,2,\ldots$, each 1/2W seconds. Now consider the case of a Gaussian source B of bandwidth W Hz with a flat



1a 1b

Fig. 1. The waveform source B and its sequence equivalent B'

one-sided power density spectrum of hight 2A. The equivalent sequence source B' then generates a sequence of independent identically distributed Gaussian random variables $u_0, u_1, \ldots$, with $\mathrm{Var}(u_k)=A$, $k=0,1,2,\ldots$. Using a mean-square distortion measure, d, the minimum number of b-ary digits per source sample in the digital representation is given by

$$R(d) = \tfrac{1}{2} \log_b (A/d) \tag{1}$$

The rate distortion function is plotted in Fig. 2. Note that if one is satisfied with a mean-square distortion d=A one can set the reconstruction $\hat{u}_k$ of u_k equal to $\hat{u}_k=0$, $k=0,1,2,\ldots$, and R(d)=0 digits are required in the digital representation of the source output $u_0, u_1, \ldots$. If, on the other hand, one requires a very small distortion d, see Fig. 2, one needs a large number of digits, R(d), in the digital representation.

In order to approach the optimum performance as given by the rate-distortion function one needs, in general, to encode large blocks, $u_{nL}, u_{nL+1}, \ldots, u_{nL+L-1}$,

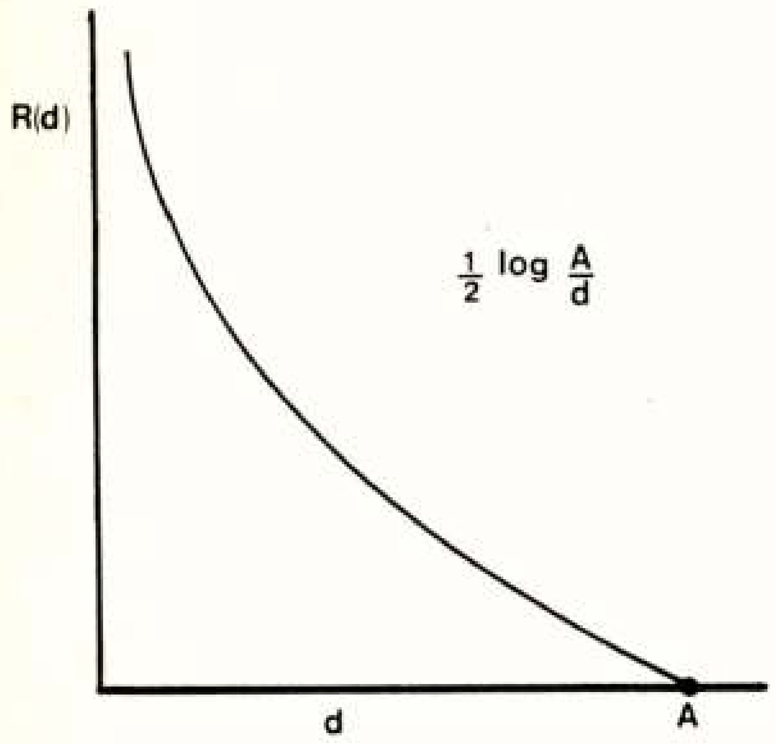


Fig. 2. Rate-distortion function

n=0,1,2,... , of source samples simultaneously. This often requires very complicated circuitry. Hence, in practice one often resorts to the suboptimum coding technique of Fig. 3, where the short memory quantizer can be a hard-limiter, a delta modulator, etc. We will

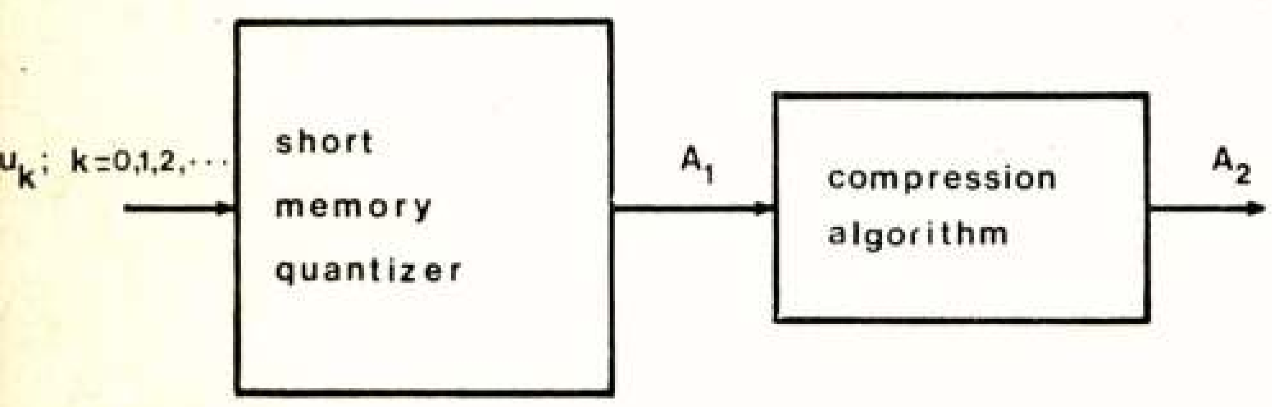


Fig. 3. Block diagram of suboptimum source coder

now explain the philosophy behind this two step coding technique. Shannon's optimum long memory quantizer uses the destination alphabet A at its capacity, i.e. all combinations of letters from A of the same length have the same probability of occurrance. The short memory quantizer of Fig. 3 is not able to use the intermediate alphabet A_1 at its capacity, i.e. not all letter combinations of the same length have the same probability of occurrance. A reversable compression algorithm, the second block in Fig. 3, now operates on the output (alphabet A_1) sequences of the short memory quantizer so as to produce a final output, that uses the destination alphabet A_2 close to its capacity. The remainder of this paper is concerned with these data compression algorithms. Before we embark on the general theory, we give in the next section a simple example of such an algorithm.

II. SOURCE CODING IN PASCAL'S TRIANGLE

Assume that the samples $u_0, u_1, \ldots$, that could represent the differences between successive samples of the output of a video camera, are fed to a hard limiter that operates according to

$$\begin{matrix} x_k=A \text{ if } u_k\leq t \\ x_k=B \text{ if } u_k>t \end{matrix} \quad ; \; k=0,1,2,\ldots , \qquad (2)$$

where t is some threshold value, see Fig. 4. In the video camera case mentioned above it will turn out that the A_1 alphabet is not used at its capacity. By a proper threshold setting, t, the fraction f of B's

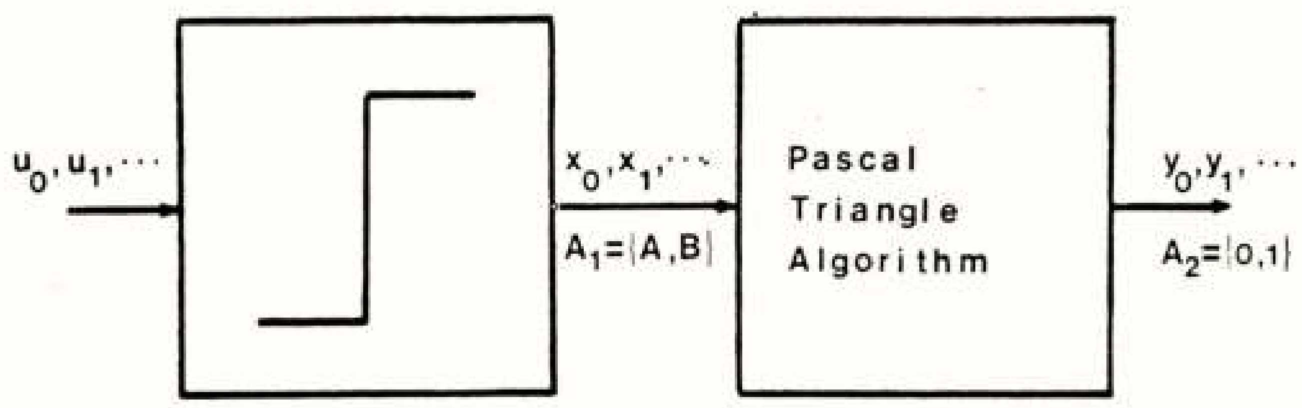


Fig. 4. Example of a two-step encoder

in the sequence $x_0, x_1, \ldots$ will be significantly less than $\frac{1}{2}$. The compression algorithm, i.e. the second box in Fig. 4, is to transform the sequence $x_0, x_1, \ldots$ into a coded sequence $y_0, y_1, \ldots$ that uses the output alphabet $A_2=\{0,1\}$ in an efficient manner.

Let us consider sequences with relatively few B's. The table I below lists in alphabetical order all sequences consisting of 4 A's and 2 B's. Direct coding according to A→0,

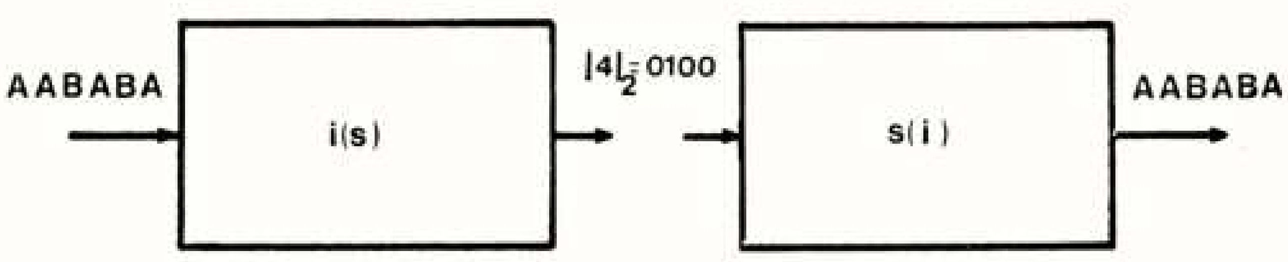
s ε S	i(s)
A A A A B B	0
A A A B A B	1
A A A B B A	2
A A B A A B	3
A A B A B A	4
A A B B A A	5
A B A A A B	6
A B A A B A	7
A B A B A A	8
A B B A A A	9
B A A A A B	10
B A A A B A	11
B A A B A A	12
B A B A A A	13
B B A A A A	14

Table 1. Dictionary of words s ε S, where S consists of all sequences of 4 A's and 2 B's

B→1 would require 6 binary digits per word. However,

the lexicographical index i(s) that varies from 0 through 14 can be expressed in only 4 binary digits and furthermore i(s) uniquely determines the word $s \in S$. Hence, if 1) there is an efficient compression algorithm to determine the lexicographical index i(s) given s, and 2) there is an efficient inverse algorithm to determine the word s(i) given i, then $y_0, y_1, \ldots$ can be taken to be the lexicographical index i(s) in radix-2 representation. In fact, it is clear that the lexicographical index i(s) provides the most efficient use of the destination alphabet A_2, provided that the transformation $x_0, x_1, \ldots \rightarrow y_0, y_1, \ldots$ is to be reversable.

We will now describe the Pascal triangle algorithm and its inverse, see Schalkwijk (1972 a,b). A general proof appears in the next section. The idea is once more illustrated in Fig. 5a, b. The compression algorithm operates as follows. For a set S of sequences



a. COMPRESSION ALGORITHM b. INVERSE ALGORITHM

Fig. 5. The compression algorithm and its inverse

consisting of 4 A's and 2 B's cut out of Pascal's triangle a rectangle that allows 4 steps in the A-direction and 2 steps in the B-direction, see Fig. 6.

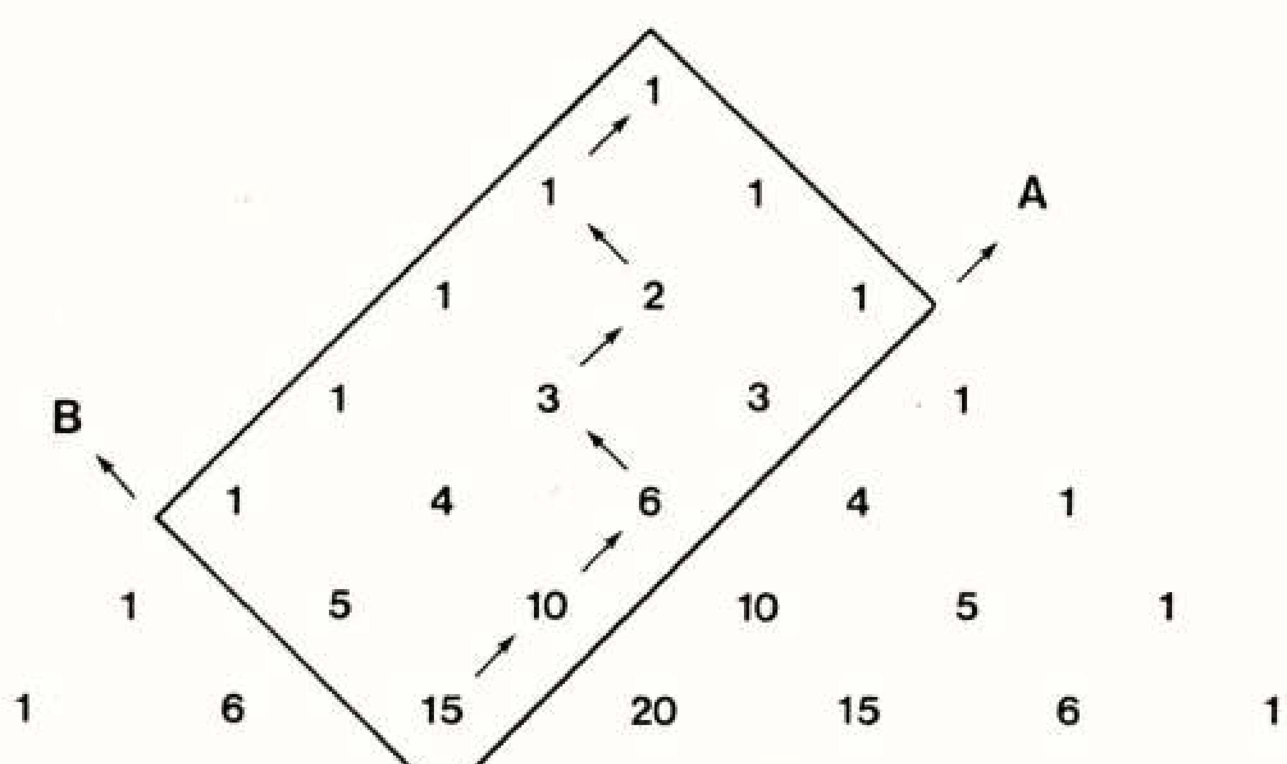


Fig. 6. Pascal's triangle with coding rectangle

Starting at the origin for each A take one step in the A-direction, and for each B take one step in the B-direction. The path corresponding to A A B A B A is indicated in Fig. 6. For each step in the B-direction add the number directly to the right of the termination point of this particular step. Hence, i(A A B A B A)= 3 + 1= 4. The reverse algorithm can also be explained using Fig. 6. Now we are given the lexicographical index i(s)=4. Starting again at the origin compare i(s)=4 and the number 10 one step over in the A-direction from 15. As 4<10 step towards 10 and record an A. Again as 4<6 step towards 6 and record an A giving A A. Now 4≥3, hence step in the B-direction, record a B giving A A B, and subtract 4-3 = 1. Again as 1<2 step towards 2 and record an A giving A A B A. Now 1≥1, hence step in the B-direction, record a B giving A A B A B, and subtract 1-1 = 0. Again as 0<1 step towards 1 and record an A giving A A B A B A as the final result.

Before proving the general form, Cover (1973) and Becker (1974), of the lexicographical enumeration algorithm and its inverse in the next section one final remark is in order. Assume that the sequence $x_0, x_1, \ldots$, see Fig. 4, of A's and B's is derived from a video signal as described at the beginning of this section. Then the binary representation in addition to specifying the lexicographical index i(s) of $s \in S$ should also specify the universe S. If we code samples $u_0, u_1, \ldots$ in blocks of length N one can specify S by giving the number of B's in the source block. This requires $\lceil \log_2 N \rceil$ binary digits, where $\lceil x \rceil$ stands for the smallest integer greater than or equal to x. For large $N \rightarrow \infty$ one can neglect the number of binary digits per source symbol,

$$\frac{1}{N} \left\lceil \log_2 N \right\rceil , \tag{3}$$

necessary to specify S compared to the number of binary digits per source symbol,

$$\frac{1}{N} \left\lceil \log_2 \binom{N}{fN} \right\rceil \approx H(f) , \tag{4}$$

where $H(f) = -f \log_2 f - (1-f) \log_2 (1-f)$, required to specify the lexicographical index i(s). Note that a block of N source symbols is transformed into binary

$$\left\lceil \log_2 N \right\rceil + \left\lceil \log_2 \binom{N}{fN} \right\rceil \tag{5}$$

digits. As f=B/N can vary from one source block to the next, so can the number of binary code digits per source block. We talk about FIXED-TO-VARIABLE length coding.

III. LEXICOGRAPHICAL ENUMERATION

Let S be a subset of M-ary N-sequences and let $s=(x_0,x_1,\dots,x_{N-1})$ denote a generic element of this set. According to the previous section, the transformation $(x_0,x_1,\dots,x_{N-1})\to[i(s)]_b=(y_0,y_1,\dots,y_{N-1})$, where $[i(s)]_b$ denotes the radix-b representation of the lexicographical index i(s), achieves the most efficient use of the destination alphabet $A_2=\{0,1,\dots,b-1\}$, provided that the coding operation $(x_0,x_1,\dots x_{N-1})\to(y_0,y_1,\dots,y_{N-1})$ has to be reversable. Let $n_s(x_0,x_1,\dots,x_n)$ denote the number of elements from S that have $(x_0,x_1,\dots,x_n)$ as a prefix. We then have the following theorem, see Cover (1973) and Becker (1974).

Theorem: The lexicographical index i(s) of $s=(x_0,x_1,\dots,x_{N-1})$ is given by

$$i(s)=\sum_{j=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{x_j-1} n_s(x_0,x_1,\dots,x_{j-1},m) \qquad (6)$$

Proof: The theorem is obvious if we realize that in the lexicographical tree words with prefix $(x_0,x_1,\dots,x_{j-1},m)$ precede words with prefix $(x_0,x_1,\dots,x_{j-1},n)$ if $0\leq m<n\leq M-1$. The inverse algorithm is also immediate if one considers the lexicographical tree.

Inverse: Let i and S be given. The following algorithm finds $s \in S$ such that $i(s)=i$

Step 1: if $\sum_{m=0}^{m_0+1} n_s(m)>i\geq \sum_{m=0}^{m_0} n_s(m)$ set $x_0=m_0$ and set $i=i-\sum_{m=0}^{m_0} n_s(m)$; otherwise set $x_0=0$.

Step 2: for $n=1,2,\dots,N-1$ if

$$\sum_{m=0}^{m_n+1} n_s(x_0,\dots,x_{n-1},m)>i\geq \sum_{m=0}^{m_n} n_s(x_0,\dots,x_{n-1},m)$$

set $x_n=m_n$ and set $i=i-\sum_{m=0}^{m_n} n_s(x_0,\dots,x_{n-1},m)$;

otherwise set $x_n=0$.

The compression algorithm and its inverse provide good coding procedures if $n_s(x_0,x_1,\dots,x_n)$ is sufficiently easy to calculate. In the Pascal triangle algorithm discussed in the previous section $n_s(x_0,x_1,\dots,x_n)$ takes on an extremely simple form. Substituting 0 and 1 for A and B, respectively, the universe S consisted of all binary sequences $s=(x_0,x_1,\dots,x_{N-1})$ of length N and Hamming weight w. Let $w(x_0,x_1,\dots,x_{n-1})$ denote the number of ones in the prefix $(x_0,x_1,\dots,x_{n-1})$, i.e. $w(x_0,x_1,\dots,x_{N-1})=w$. Then

$$n_s(x_0,x_1,\dots,x_{n-1},0)=C[N-n-1,w-w(x_0,x_1,\dots,x_{n-1})], \qquad (7)$$

where $C[n,k]=n!/[k!(n-k)!]$. Equation (6) then simplifies to

$$i(s)=\sum_{n=0}^{N-1} x_n C[N-n-1,w-w(x_0,x_1,\dots,x_{n-1})], \qquad (8)$$

which is the Pascal triangle algorithm.

We will now consider a slightly more complicated problem, see Cover (1973). Assume a binary first order Markov information source, see Fig. 7. In the 0-state the source generates 0's, and in the 1-state the source

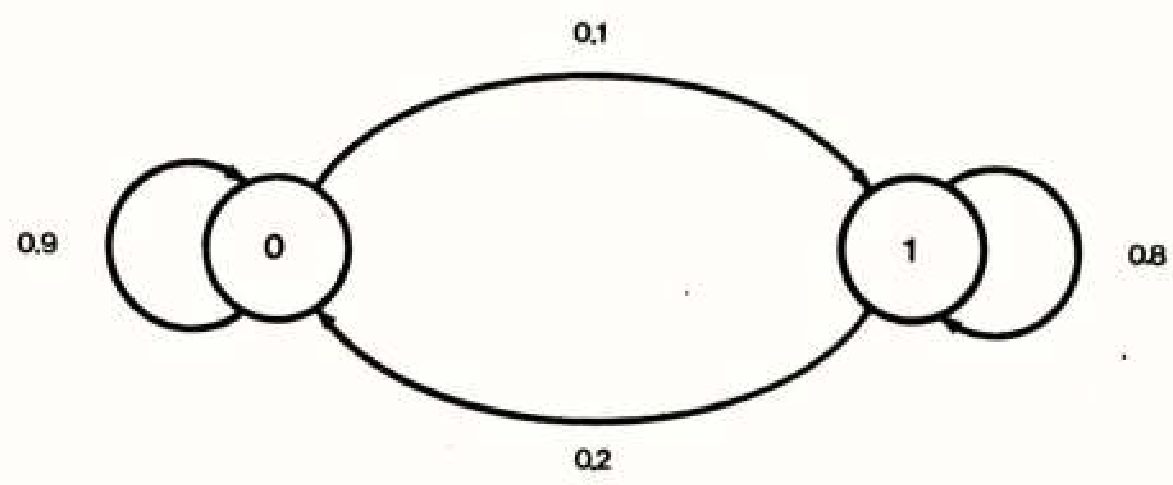


Fig. 7. Binary first order Markov source

generates 1's. Note that the source of Fig. 7 has a high probability of remaining in a given state. Hence, the source output will typically consist of alternating strings of several 0's and several 1's. Such a source model could be appropriate in the following situation. The output u(t) of a video camera is converted into a string of binary digits, $d_0,d_1,\dots$, using a delta modulator as the short memory quantizer. The delta modulator output, $d_0,d_1,\dots$, is precoded according to the rule

$$x_k = d_k + d_{k-1}, \qquad (9)$$

where $d_{-1}=0$, and + is summation modulo-2. If the input signal u(t) to the delta modulator is momentarily constant the binary output, $\dots,d_t,d_{t+1},\dots$, will be a string of reversals and the precoded sequence, $\dots,x_t,x_{t+1},\dots$, will be a string of 1's. On the other hand, when the input signal is momentarily rising or falling the precoded sequence, $\dots,x_t,x_{t+1},\dots$, will be a string of 0's. In order to apply the previous theory consider the universe S consisting of binary sequences $s=(x_0,x_1,\dots,x_{N-1})$ of length N characterized by the vector $\underline{v}=(\nu_{00},\nu_{01},\nu_{11},\nu_{10})$, where ν_{00} is the number of 00-pairs in $x_0,x_1,\dots,x_{N-1}$, ν_{01} is the number of 01-pairs, etc. Note that $\nu_{00}+\nu_{01}+\nu_{11}+\nu_{10}=N-1$. We want to find an equation for $n_s(x_0,x_1,\dots,x_{n-1},0)$, i.e. for the number of elements in S that have $(x_0,x_1,\dots,x_{n-1},0)$ as a prefix. Let $g(\underline{\nu})$ be the number of binary sequences that satisfy $\underline{\nu}$ and that start with $x_0=0$, then we have

the following theorem.

Theorem:

$$g(\nu_{00},\nu_{01},\nu_{11},\nu_{10})=\begin{cases}\binom{\nu_{00}+\nu_{10}}{\nu_{10}}\binom{\nu_{11}+\nu_{01}-1}{\nu_{01}-1}, \\ \text{for } \nu_{01}=\nu_{10} \text{ or } \nu_{01}=\nu_{10}+1 \\ 0, \text{ otherwise}\end{cases} \quad (10)$$

Proof:
Strings of 0's alternate with strings of 1's. As $x_0=0$, the first string is a string of 0's. Hence, $\nu_{01}=\nu_{10}+1$ or $\nu_{01}=\nu_{10}$. Since $x_0=0$, there are $\nu_{10}+\nu_{00}+1$ zeros, divided into $\nu_{10}+1$ strings. But, there are $\binom{\nu_{10}+\nu_{00}}{\nu_{10}}$ ways of dividing $\nu_{10}+\nu_{00}+1$ zeros into $\nu_{10}+1$ batches. Likewise, there are $\binom{\nu_{01}+\nu_{11}-1}{\nu_{01}-1}$ ways of dividing the $\nu_{01}+\nu_{11}$ ones into ν_{01} batches, hence, (10).

The number of sequences starting with $x_0=1$ can be found by complementation, i.e. the number of sequences starting with $x_0=1$ is equal to $g(\nu_{11},\nu_{10},\nu_{00},\nu_{01})$, and $|S|= g(\nu_{00},\nu_{01},\nu_{11},\nu_{10})+g(\nu_{11},\nu_{10},\nu_{00},\nu_{01})$. Let $\underline{\nu}(x_0,x_1,\ldots,x_n)$ denote the $\underline{\nu}$-vector of the prefix $(x_0,x_1,\ldots,x_n)$. From (10) we have

$$n_s(x_0,x_1,\ldots,x_{n-1},0)=g[\underline{\nu}-\underline{\nu}(x_0,x_1,\ldots,x_{n-1},0)] \quad (11)$$

Equation (6) now simplifies to

$$i(s)=\sum_{n=0}^{N-1} x_n g[\underline{\nu}-\underline{\nu}(x_0,x_1,\ldots,x_{n-1},0)] \quad (12)$$

The following table II is a dictionary of the universe S of all binary sequences $s=(x_0,x_1,\ldots,x_7)$ satisfying $\underline{\nu}=(\nu_{00},\nu_{01},\nu_{11},\nu_{10})=(1,2,2,2)$.

s ε S	i(s)
0 0 1 0 1 1 1 0	0
0 0 1 1 0 1 1 0	1
0 0 1 1 1 0 1 0	2
0 1 0 0 1 1 1 0	3
0 1 0 1 1 1 0 0	4
0 1 1 0 0 1 1 0	5
0 1 1 0 1 1 0 0	6
0 1 1 1 0 0 1 0	7
. . . .	.
1 1 1 0 1 0 0 1	20

Table 2. Dictionary of words s ε S, where S is characterized by $(\nu_{00},\nu_{01},\nu_{11},\nu_{10})=(1,2,2,2)$

IV. CONCLUSIONS

This paper concerns the application of lexicographical enumeration of a set S of "typical" sequences to the problem of AD- and DA-conversion of continuous time information u(t). The encoder determines the lexicographical index i(s) and the decoder determines the sequence s(i). In closing, we want to mention coding for spectral shaping, Franklin (1972), as another important application of lexicographical enumeration. In fact, the problem of coding for spectral shaping is the dual of the source coding problem discussed in the present paper. Now the encoder computes the sequence s(i) ε S, where S is the set of sequences with the desired spectral properties, and the decoder computes the lexicographical index i(s). Although, this theory is available, see again Franklin (1972), much work in spectral shaping still proceeds in a rather ad hoc manner!

ACKNOWLEDGEMENT

The author wants to thank A.J. Vinck for his careful reading of the manuscript and for his help with the figures. He also wants to thank miss Marion Garos for her excellent performance on this last minute typing job.

REFERENCES

1. D.W. Becker and J.P.M. Schalkwijk, "A simple class of asymptotically optimum block coding strategies for the m-ary symmetric channel," IEEE Trans. Inform. Theory, to be published.
2. T. Berger, Rate distortion theory. Prentice Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1971.
3. T.M. Cover, "Enumerative source encoding," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-19, pp. 73-77, January 1973.
4. J.N. Franklin and J.R. Pierce, "Spectra and efficiency of binary codes without DC," IEEE Trans. on Communications, vol. COM-20, pp. 1182-1184, December 1972.
5. R.G. Gallager, Information theory and reliable communication. New York: Wiley, 1968
6. J.P.M. Schalkwijk, "An algorithm for source coding," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 395-399, May 1972.
7. J.P.M. Schalkwijk, F. Antonio, and R. Petry, "An efficient algorithm for data reduction," Proceedings of the 1972 Hawaii International Conference on System Science.
8. J.M. Wozencraft and I.M. Jacobs, Principles of communication engineering. New York: Wiley, 1965.

Voordracht gehouden op 19 november 1974 op de Afdeling der Elektrotechniek THE tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (nr. 241), de Benelux section IEEE, de sectie voor telecommunicatietechniek KIvI en het Genootschap van ingenieurs der PTT.

TWEE-DIMENSIONALE BEELD-CODERING DOOR HET KOMBINEREN VAN EEN-DIMENSIONALE HADAMARD TRANSFORMATIE EN DPCM

Ir. J.A.M. de Brouwer, Ir. J.E. Rooyackers, Ing. R.C. Strato
Technische Hogeschool Eindhoven

The Hadamard transform has been utilized in several transform image-encoders. This paper describes a real-time encoding system, wherein one-dimensional Hadamard transformation is combined with differential pulse code modulation (DPCM). The DPCM part operates on the transformed image by taking advantage of vertical correlation between corresponding coefficients. This gives a two-dimensional encoding system without the need of complicated techniques as required by most other methods.

INLEIDING

a. Digitale transmissie

Door de opkomst van snelle digitale circuits is de overdracht van breedbandige analoge signalen over een digitaal transmissiekanaal steeds meer in de belangstelling gekomen. De voordelen die bij een digitaal transmissiesysteem naar voren komen zijn o.a.

1. regeneratie van het signaal zonder accumulatie van ruis op de transmissieweg,
2. transmissie onder ongunstige signaal-ruis-verhoudingscondities mogelijk,
3. toepassing van digitale schakelstations.

De nadelen die hier tegenover staan zijn o.a.

1. de benodigde transmissie bandbreedte is vergroot,
2. extra apparatuur nodig voor het vertalen van analoge signalen in een digitaal signaal en vice versa.

Om een analoog signaal voor digitale transmissie geschikt te maken is het noodzakelijk het signaal te bemonsteren, waarna elk monster in een codewoord van één (delta modulatie) of meerdere (PCM) bits wordt gecodeerd. Dit proces legt het signaal op diskrete tijdstippen door diskrete amplitude waarden vast, waardoor in principe een kwaliteitsdegradatie van het signaal optreedt. Men zal daarom de bemonsteringsfrekwentie "voldoende hoog" en de kwantisering "voldoende nauwkeurig" dienen te kiezen. In hoeverre aan "voldoende hoog" en "voldoende nauwkeurig" voldaan is, hangt af van de kwaliteitseisen die aan het totale transmissiesysteem zijn gesteld. Bekend is dat b.v. voor PCM de bemonsteringsfrekwentie tenminste 2 maal de hoogste in het signaal voorkomende frekwentie dient te zijn (theorema van Shannon), terwijl de ruis die ontstaat door het kwantiseren van de monsters omgekeerd evenredig is met het aantal kwantiseringsniveau's. Voor m.b.v. PCM gecodeerde videosignalen is gebleken, dat een aantal kwantiseringsniveau's van 256 (overeenkomend met een codering van 8 bits per monster) en een bemonsteringsfrekwentie van 10 MHz geen waarneembare beelddegradatie ten gevolge heeft. De verhouding tussen het signaalvermogen en het kwantiseringsruisvermogen is in dit geval ca. 50 dB, terwijl de bitsnelheid op de transmissieweg ca. 80 Mb/sec zal bedragen.
Dit resulteert in een benodigde transmissie-bandbreedte van minimaal 40 MHz bij binaire transmissie. Vergeleken met de bandbreedte van het analoge videosignaal betekent dit een vergroting van ca. 8 maal.

Uit het voorgaande zal het duidelijk zijn dat het voor breedbandige analoge signalen, zoals videosignalen, wenselijk is de mogelijkheden, die de transmissie-bitsnelheid van het gedigitaliseerde signaal reduceren, te onderzoeken. Onder bandbreedtereductie verstaat men nu in het algemeen het verlagen van de transmissie-bitsnelheid om een economischer gebruik van het digitale transmissiekanaal te verkrijgen. Hierbij mag enerzijds geen verlies van noodzakelijke informatie optreden (broncodering), en moet anderzijds de ongevoeligheid voor kanaalstoring door b.v. het toevoegen van, aan de kanaaleigenschappen aangepaste, redundante informatie gewaarborgd worden (kanaalcodering).

b. Broncodering

In fig. 1 is een algemeen blokschema gegeven van een digitaal transmissiesysteem voor het overdragen van videosignalen.

De broncodering kan opgebouwd worden uit een statistische codering en een psychovisuele codering. De eerstgenoemde codering is gebaseerd op de statistische eigenschappen van het videobeeld zoals b.v. de statistische afhankelijkheid van nabij-gelegen beeldpunten. Een efficiente statistische codering kan alleen toegepast worden indien de struktuur van het videobeeld bekend en een hieraan aangepast algorithme ontwikkeld is. Enerzijds zal een grotere struktuur de efficientie van een dergelijk algorithme verhogen. Anderzijds zal een voor een bepaalde struktuur geoptimaliseerde coder in efficientie degraderen indien een te coderen beeld een afwijkende struktuur bevat. Deze degradatie zal toenemen naarmate de afwijkingen groter zijn. Aangezien de strukturen varieren in tijd en plaats zal een optimale coder aangepast moeten zijn aan de momentele struktuur. Men noemt dit een adap-

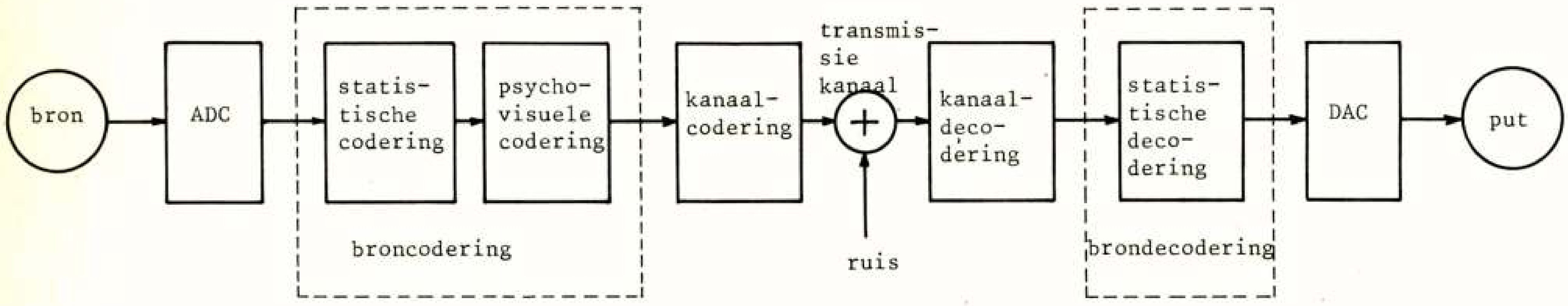


Fig. 1. Digitaal transmissie systeem.

tieve coder. Dit in tegenstelling met een niet adaptieve coder die aangepast is aan de gemiddelde struktuur.

Een efficiënte coder transformeert een set afhankelijke beeldpunten x_i $(i = 0,1,2,\ldots,N-1)$ in een nieuwe set beeldpunten y_k $(k = 0,1,2,\ldots,N-1)$ die onafhankelijk zijn. Hiervoor moet de volledige statistiek van het beeld bekend zijn. Tevens zal de transformatie een volledig gebruik moeten maken van deze statistiek, waarbij de omkeerbaarheid van de transformatie gewaarborgd moet zijn. Een algorithme dat aan deze voorwaarden voldoet is op dit moment niet bekend. Transformaties die een set statistisch afhankelijke beeldpunten in een set ongecorreleerde beeldpunten transformeren zijn wel bekend. Hierbij wordt echter alleen gebruik gemaakt van de lineaire afhankelijkheid in het beeld, waardoor een dergelijke transformatie niet optimaal is.

In een normaal PCM-systeem wordt aangenomen dat nabij-gelegen beeldpunten onafhankelijk zijn. De informatieinhoud van een beeldpunt wordt dan bepaald door

$$H = -\sum_{i=0}^{M-1} p_i \, {}^2\log p_i$$

waarin p_i de kans op voorkomen van niveau i, en M het aantal kwantiseringsniveau's is. Bij aanname van een uniforme amplitude verdeling, waarbij b.v. de amplitude in 256 gelijke delen wordt onderverdeeld, is $p_i = \frac{1}{256}$ en dus H = 8 bit. Aangezien echter nabijgelegen beeldpunten afhankelijk zijn, bevat elk beeldpunt informatie over de overige beeldpunten, zodat gemiddeld over een aantal beeldpunten (bepaald door de struktuur) de werkelijke informatieinhoud minder zal zijn. Anders gezegd: de mate van onzekerheid over de intensiteit van een beeldpunt is minder, naarmate er meer afhankelijkheid tussen de beeldpunten bestaat. Door transformatie nu ontstaat een nieuwe verzameling beeldpunten waaruit de lineaire afhankelijkheid zo goed mogelijk is verwijderd (redundantie reduktie). Dit betekent dat elk nieuw beeldpunt slechts geringe informatie bevat omtrent de overige getransformeerde beeldpunten, afhankelijk van de in het beeld voorkomende niet lineaire afhankelijkheid. In hoeverre deze redundantie reduktie efficiënt plaatsvindt, wordt bepaald door het te realiseren algorithme. Door de omkeerbaarheid van het algorithme kan in de ontvanger, ondanks de in de zender verwijderde afhankelijkheid, de lineaire afhankelijkheid tussen de beeldpunten, noodzakelijk voor de waarneming, hersteld worden.

Indien de beeldpunten van het getransformeerde beeld ongecorreleerd zijn, kan de informatieinhoud van elk beeldpunt onafhankelijk van de informatieinhoud van de overige beeldpunten worden bepaald. Deze informatieinhoud, ook wel entropie genaamd, wordt gegeven door de amplitudeverdelingsfunktie behorende bij dat beeldpunt. Bij een verdere reduktie van het aantal te transporteren bits per beeldpunt zal noodzakelijkerwijze informatie verloren gaan, waardoor een degradatie van het gedecodeerde beeld optreedt. Dit informatieverlies is in de ontvanger niet meer te herstellen. De minimale hoeveelheid bits waarmee de beeldpunten gecodeerd dienen te worden bij een gegeven mate van vervorming wordt de "rate-distortion" funktie genoemd. In hoeverre een bepaalde vervorming kan worden toegelaten hangt af van subjektieve waarneming of objektieve kriteria, zoals b.v. de gemiddelde kwadratische afwijking (mean square error criterium) tussen gerekonstrueerd en origineel beeld. Is de amplitude-verdelingsfunktie bekend, dan kan hierbij een kwantiseringsstrategie bepaald worden, die bij gegeven aantal kwantiseringsniveau's de gemiddelde kwadratische afwijking minimaliseert. Bekend is dat voor een uniforme verdeling een uniforme kwantiseerder (gelijke afstanden tussen kwantiseringsniveau's) optimaal is. Voor andere verdelingen kan de m.s.e. verminderd worden door een niet uniforme kwantiseerder toe te passen, waarbij de kwantiseringsintervallen klein zijn in gebieden van hoge waarschijnlijkheid en groot in gebieden waar de waarschijnlijkheid laag is.

De van de subjektieve waarneming afhankelijke reduktie van de entropie noemt men psychovisuele codering (zie figuur 1).

2. TRANSFORMATIE VAN VIDEOBEELDEN

Zoals in het voorgaande is gebleken kan een videobeeld opgebouwd worden uit een aantal beeldpunten (bepaald door de eisen gesteld aan het oplossend vermogen van het beeld). De intensiteit van een videobeeld ter grootte van N x N beeldpunten kan dan beschreven worden door een funktie x_{ij}, waarbij $i = 0,1,2,\ldots,N-1$ de plaatscoördinaat in de horizontale, $j = 0,1,2,\ldots,N-1$ de coördinaat

in vertikale richting is.

De één-dimensionale transformatie van het beeld wordt gedefinieerd door $y_k = \sum_{i=0}^{N-1} a_{ki} x_i$. De terugtransformatie $x_i = \sum_{k=0}^{N-1} a^*_{ki}\, y_k$ is eenduidig indien de vektoren $\underline{a}_k = (a_{k,0}\; a_{k,1}, \ldots, a_{k,N-1})$ een volledig stelsel orthogonale vektoren vormen (a^*_{ki} is de complex toegevoegde van a_{ki}). Orthogonaliteit houdt in dat

$$\sum_{i=0}^{N-1} a_{ki}\, a^*_{k'i} = \delta_{k\,k'} \begin{cases} = 1 \text{ voor } k = k' \\ = 0 \text{ voor } k \neq k' \end{cases}$$

Een lijnstuk bestaande uit N beeldpunten $x_o, x_1, \ldots, x_{N-1}$ gaat hierbij over in een "lijnstuk" van N getransformeerde beeldpunten, voorgesteld door de coëfficiënten $y_o, \ldots, y_{N-1}$ van de reeksontwikkeling.

Een lijnstuk van N beeldpunten kan men ook voorstellen door een vektor $\underline{x} = (x_o, x_1, \ldots, x_{N-1})$. Het getransformeerde lijnstuk wordt dan beschreven door de vektor $\underline{y}$, terwijl het verband tussen $\underline{y}$ en $\underline{x}$ gegeven wordt door $\underline{y} = A\underline{x}$. Hierin is A een N X N matrix met elementen a_{ki}.

Voor bepaalde transformaties zal de beeldenergie, die normaal over alle beeldpunten uniform verdeeld is, zich grotendeels concentreren in een beperkt aantal coëfficiënten. Een grote energieconcentratie treedt op wanneer de basisvektoren $\underline{a}_k$ zodanig worden gekozen dat een beperkt aantal een grote correlatie met het lijnstuk vertoont. Met andere woorden, de vektoren $\underline{a}_k$ moeten worden aangepast aan de momentele struktuur van het lijnstuk. Bevatten een beperkt aantal basisvektoren het grootste deel van de energie dan kunnen de overigen, afhankelijk van de minimale eis gesteld aan de toelaatbare vervorming, bij terugtransformatie verwaarloosd worden. Hierdoor vermindert het aantal te coderen coefficiënten met als resultaat een vermindering van de transmissie-bitsnelheid. Verwaarlozing van coëfficiënten met een rangnummer k hoger dan n ($n \leq N-1$) levert na terugtransformatie een benadering $\hat{x}_i$ van de oorspronkelijke funktie x_i. De gemiddelde kwadratische fout tussen x_i en $\hat{x}_i$ wordt bepaald door

$$\varepsilon^2 = E\{(x_i - \hat{x}_i)^2\} = E\{(\sum_{k=0}^{N-1} a^*_{ki} y_k - \sum_{k=0}^{n} a^*_{ki} y_k)^2\}$$

$$= \sum_{k=n+1}^{N-1} \sigma_k^{\,2},$$

waarbij

$$\sigma_k^{\,2} = E\{y_k^{\,2}\}.$$

Samenvattend kan gesteld worden dat voor een efficiënte transformatie een stelsel basisvektoren $\underline{a}_k$ gevonden dient te worden zodanig dat:

a. de coëfficiënten ongecorreleerd zijn,

b. de gemiddelde kwadratische fout voor een beperkt aantal coëfficiënten minimaal is.

Een transformatie die hieraan voldoet is de Hotelling transformatie (ook wel bekend als Karhunen-Loève transformatie voor kontinue funkties).

De Hotelling transformatie wordt gevonden door voor de kolomvektoren van de transformatiematrix A de genormeerde eigenvektoren van de covariantie matrix van de beeldpunten te kiezen. De genormeerde eigenvektoren van de covariantiematrix zijn de N vektor oplossingen van de matrixvergelijking

$$C_x\, \underline{\Phi} = \lambda\, \underline{\Phi}$$

waarin:

$C_x = E\{\underline{x}\,\underline{x}^T\}$ de covariantiematrix is van de N beeldpunten,

λ een eigenwaarde van C_x, en

$\underline{\Phi}$ een bij λ behorende eigenvektor.

De covariantiematrix van de getransformeerde beeldpunten kan men schrijven als

$$C_y = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \ldots & 0 \\ 0 & \lambda_2 \ldots & 0 \\ \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot \\ 0 & 0 \ldots & \lambda_N \end{bmatrix}$$

waarin $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_N$ de eigenwaarden van de covariantiematrix C_x zijn.

Hieruit blijkt dat de beeldpunten van het getransformeerde lijnstuk ongecorreleerd zijn.

Een coderingssysteem gebaseerd op de Hotelling transformatie is gekompliceerd. Immers van een gegeven beeld zal op de eerste plaats de covariantiematrix bepaald dienen te worden. Uit de matrixvergelijking volgen dan de eigenvektoren waaruit de transformatiematrix moet worden gevormd. Pas na deze bewerkingen zijn de coëfficiënten van het getransformeerde beeld te bepalen.

Men heeft daarom een aantal andere lineaire transformaties voor beeldcodering voorgesteld. Deze zijn o.a. de Fourier, de Hadamard, de Haar en de Slant transformatie. De coëfficiënten die uit deze transformaties resulteren zijn echter in het algemeen meer afhankelijk dan de coëfficiënten behorende bij de Hotelling transformatie.

Onderzoekingen hebben uitgewezen dat de discrepantie tussen de verschillende transformaties niet erg groot is. In hoeverre de transformaties in staat zijn om de beeldenergie te koncentreren in een beperkt aantal coëfficiënten is beeldafhankelijk. In figuur 2 is voor een beeld met een middelmatige hoeveelheid detail de variantie van de waarde van de coëfficiënten als funktie van

hun rangnummer voor verschillende transformaties weergegeven.

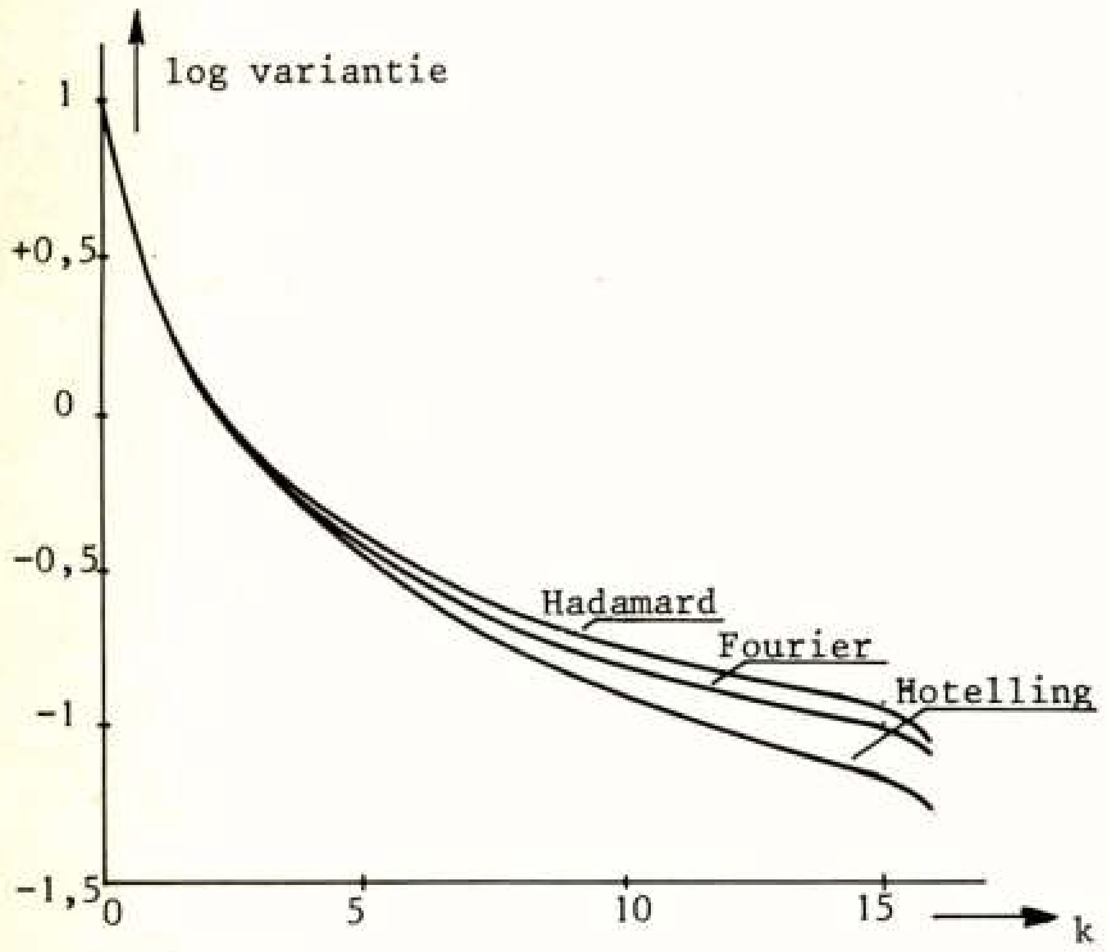


Fig.2. Variantie van de coëfficiënten voor verschillende transformaties als funktie van het rangnummer k.

De twee-dimensionale beeldtransformatie transformeert de beeldpunten gelegen in een vierkant ter grootte van N x N beeldpunten in een afbeelding ter grootte van. eveneens N x N coëfficiënten. Men kan de beeldpunten in dit vierkant beschrijven door een N x N matrix X waarin het element x_{ij} de grijsintensiteit van het beeldpunt op de plaats (i,j) weergeeft. Op soortgelijke wijze zijn de coëfficiënten van het getransformeerde beeld te beschrijven door een matrix Y met de elementen y_{kl}. De twee-dimensionale transformatie is nu te definieren door:

$$y_{kl} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{klij} x_{ij}.$$

Evenzo geeft de omgekeerde transformatie

$$x_{ij} = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} a^*_{klij} y_{kl}$$

elk beeldpunt weer als een lineaire kombinatie van de N^2 coëfficiënten. Indien $a_{klij} = a_{ki} a_{lj}$ (zoals b.v. voor de Fourier en de Hadamard transformatie geldt) kan de twee-dimensionale transformatie opgebouwd worden uit twee één-dimensionale transformaties. Beschouwingen zoals gehouden voor de één-dimensionale transformatie blijven ook van toepassing op de twee-dimensionele transformatie.

3. EEN-DIMENSIONALE HADAMARD TRANSFORMATIE

Voor de technische realisering van een coderingssysteem gebaseerd op lineaire transformatie van videobeelden, werd gekozen voor een één-dimensionale Hadamard transformatie. De redenen voor deze keuze zijn o.a.

1. de theoretisch te bereiken resultaten stemmen vrijwel overeen met de resultaten die m.b.v. de Hotelling transformatie zijn te behalen,
2. de één-dimensionale uitvoering is eenvoudiger dan de twee-dimensionale i.v.m. de benodigde geheugens,
3. het aantal berekeningsfasen is te beperken door gebruik te maken van een bekend snel algorithme,
4. de basisfunkties van de Hadamard transformatie zijn slechts tweewaardig (+1 en -1), waardoor deze transformatie eenvoudiger te realiseren is dan de overige transformaties die gebruik maken van meerwaardige basisfunkties.

a. Hadamard matrices

Een Hadamard matrix is een symmetrische vierkante matrix met als elementen plus- en minus enen, waarvan de kolommen (en rijen) een kompleet stelsel orthogonale vektoren vormen. De Hadamard matrix van de laagste orde is van de orde 2 en heeft de volgende gedaante

$$H_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}$$

Het vormen van een matrix van hogere orde is het eenvoudigst indien deze orde $N = 2^n$ is. De matrix van de orde N is dan te schrijven als

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{\frac{1}{2}N} & H_{\frac{1}{2}N} \\ H_{\frac{1}{2}N} & -H_{\frac{1}{2}N} \end{bmatrix}$$

Bij de inverse transformatie kan gebruik worden gemaakt van dezelfde matrix, immers uit

$$H_N^{-1} = \frac{1}{N} H_N^T = \frac{1}{N} H_N$$

volgt

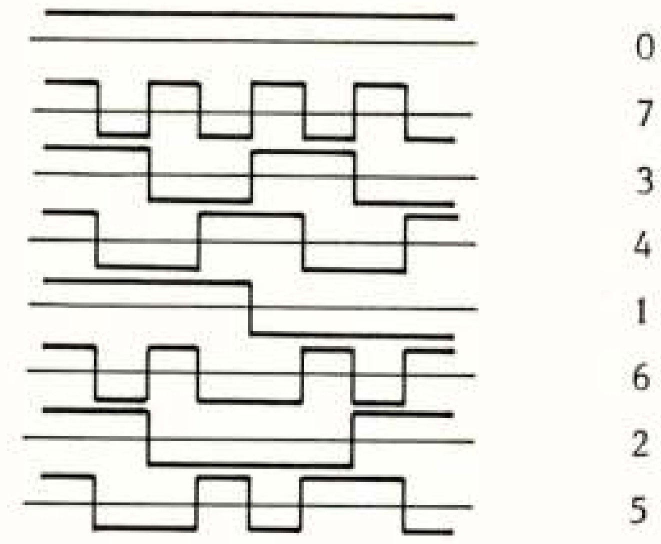
$$\underline{x} = H_N^{-1} \underline{y} = \frac{1}{N} H_N \underline{y}.$$

De orthogonale basisvektoren waaruit de Hadamard matrix is opgebouwd, kan men voorstellen door diskontinue tweewaardige funkties met waarden +1 en -1 en een kleinste periode van $\frac{1}{N}$ eenheden. Deze funkties worden Walsh funkties genoemd. Het aantal tekenovergangen noemt men de sequentie van de funktie. De volgorde van de rijvektoren is geordend, wanneer de sequentie van de bijbehorende Walsh funkties oploopt van 0 tot N-1. In de Hadamard matrices, zoals hier besproken, zijn de sequenties in de z.g. natuurlijke volgorde gerangschikt. In figuur 3 is als voorbeeld een matrix van de orde N = 8 weergegeven. Tevens zijn in deze figuur de Walsh funkties met bijbehorende sequentie S aangegeven.

b. Snel algorithme voor Hadamard transformaties

Aangezien de Hadamard matrix slechts elementen van de waarden +1 en -1 bevat zijn optellingen en aftrekkingen voldoende om de coëfficiënten van de Hadamard transformatie te berekenen. Voor $N = 2^n$ is een algorithme ont-

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$



Hadamard matrix   Walsh funkties   S

Fig.3: Hadamard matrix van de orde 8 met bijbehorende Walsh funkties en sequentie S.

wikkeld gebaseerd op het faktoriseren van de matrix, waardoor het aantal berekeningen gereduceerd wordt van N(N-1) tot $N\,^2\log N = nN$. Tevens neemt hierdoor het aantal benodigde geheugenplaatsen belangrijk af. Het snelle algorithme is weergegeven in het onderstaande berekeningsvolgorde diagram voor het geval N = 8.

In figuur 4 worden de te transformeren beeldpunten weergegeven door de symbolen x_0, x_1,..,x_7. In de eerste berekeningsfase wordt steeds een kombinatie gemaakt tussen paren naast elkaar gelegen beeldpunten. Twee getrokken lijnen duiden aan dat de waarden van de bijbehorende beeldpunten worden opgeteld. Een getrokken lijn gekombineerd met een gestippelde lijn geeft aan dat de waarde van het beeldpunt behorende bij de stippellijn afgetrokken dient te worden van de waarde van het beeldpunt behorende bij de getrokken lijn. De volgorde van de berekeningen verloopt nu volgens het diagram totdat uiteindelijk na $3(={}^2\log N)$ berekeningsfasen, de Hadamard coefficiënten in de natuurlijke volgorde beschikbaar komen. Zoals uit het diagram blijkt is het aantal berekeningen per fase gelijk aan het aantal beeldpunten, in dit geval 8. Het totale aantal berekeningen is dus gelijk aan $8 \times 3 = 24(=N\,^2\log N)$.

c. Technische realisering van een één-dimensionale Hadamard transformatie

Bij de technische realisering wordt in principe gebruik gemaakt van het in figuur 4 geschetste snelle algorithme. De berekeningen vinden nu echter niet parallel plaats, maar sequentieel waardoor een besparing van apparatuur optreedt. Daar de beeldpunten na elkaar in de tijd ter beschikking komen, kan met de eerste berekening van fase 1 begonnen worden op het moment dat het tweede beeldpunt x_1 beschikbaar is. In figuur 5 is een tijddiagram voor een Hadamard transformatie van 8 beeldpunten weergegeven. Tevens zijn hierin de tijdstippen $(t_1, t_2, \ldots)$ aangegeven waartussen de verschillende bewerkingen plaatsvinden. In figuur 6 is het bijbehorende blokschema geschetst. De standen van de schakelaars S_1 t/m S_3 en de aard van de bewerking (optellen of aftrekken) zijn aangegeven in het tijddiagram.

Uit metingen is gebleken dat voor verschillende beelden de correlatie tussen beeldpunten afneemt naarmate de onderlinge afstand toeneemt (fig.7). De lengte van het te transformeren lijnstuk mag daarom niet te groot gekozen worden aangezien dan de transformatie niet voldoende aangepast is aan de lokale struktuur van het beeld. Een te kort lijnstuk daarentegen maakt onvoldoende gebruik van de correlatie tussen de beeldpunten. Gekozen is voor een lijnstuk ter lengte van 16 beeldpunten, hetgeen een compromis is tussen beelden met veel en beelden met weinig struktuur, zoals uit fig. 7 blijkt.

4. EEN-DIMENSIONALE HADAMARD TRANSFORMATIE GEKOMBINEERD MET DPCM

De tot nu toe besproken één-dimensionale Hadamard transformatie van videobeelden maakt slechts gebruik van de correlatie van een beperkt aantal horizontaal naast elkaar gelegen beeldpunten. Om ook de correlatie tussen de beeldpunten in vertikale richting te benutten ligt in principe een twee-dimensionale transformatie voor de hand. Dit vereist echter, zoals reeds opgemerkt, relatief complexe apparatuur.

Een bekende en eenvoudige coderingstechniek die gebruik maakt van de correlatie tussen beeldpunten is DPCM (differential pulse code modulation).

Men mag verwachten dat overeenkomstige Hadamard coëfficiënten van onder elkaar gelegen lijnstukken een grote correlatie vertonen, waardoor toepassing van DPCM op deze coëfficiënten in een efficiënte twee-dimensionale beeldcodering kan resulteren. De nadelen die bij toepassing van DPCM op beeldpunten optreden zijn o.a. gevoeligheid voor de beeldstatistiek en propagatie van

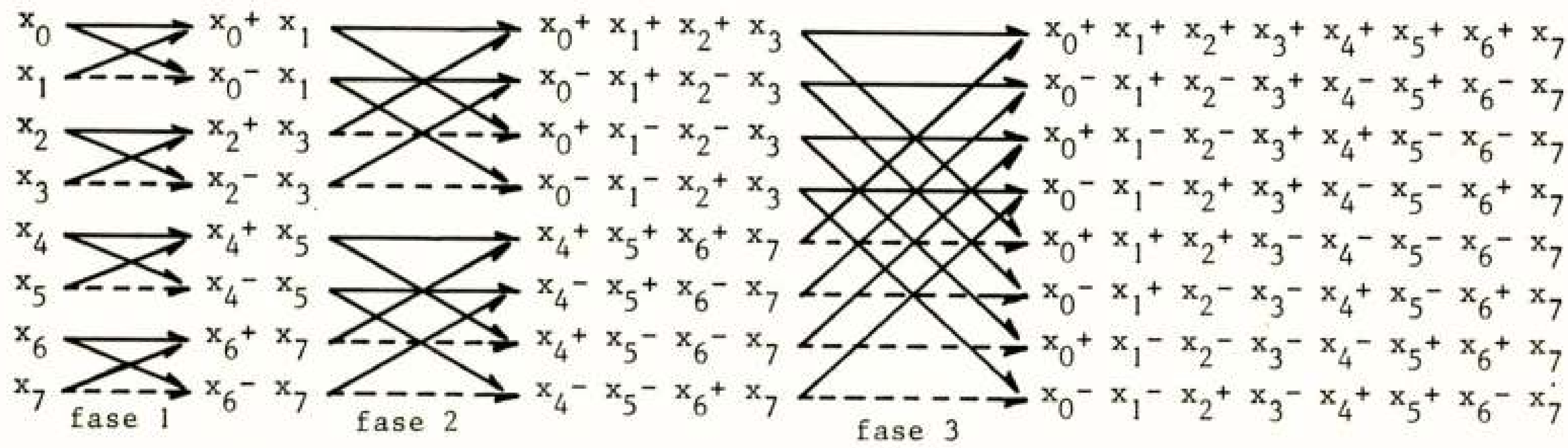


Fig.4: Berekeningsvolgorde diagram voor een Hadamard transformatie van de orde 8.

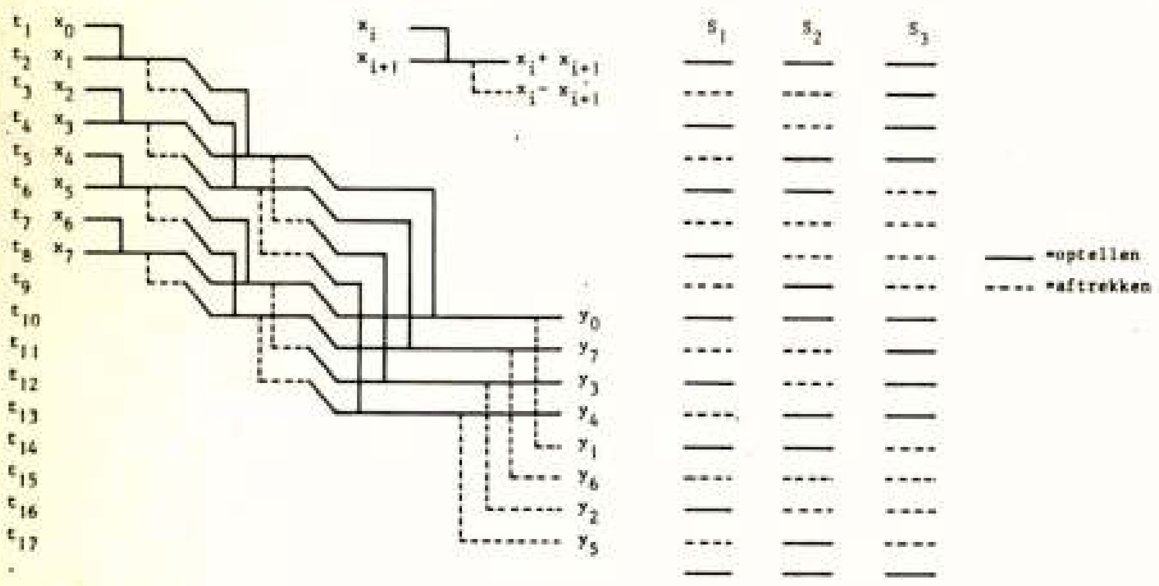


Fig. 5. Tijddiagram voor een Hadamard transformatie van de orde 8.

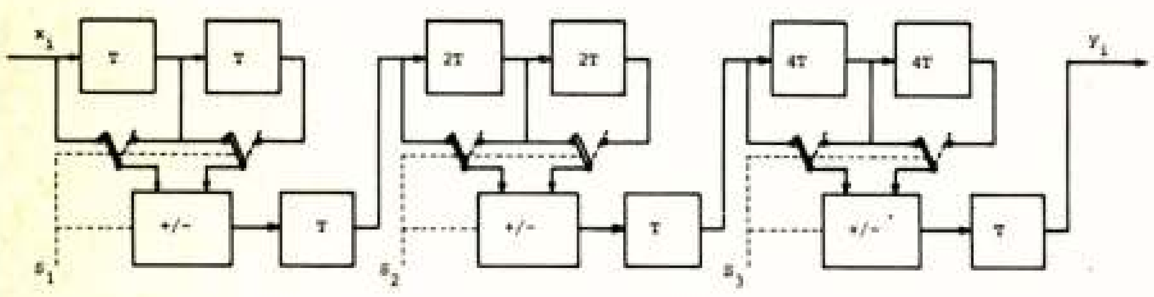


Fig. 6. Blokschema Hadamard transformatie.

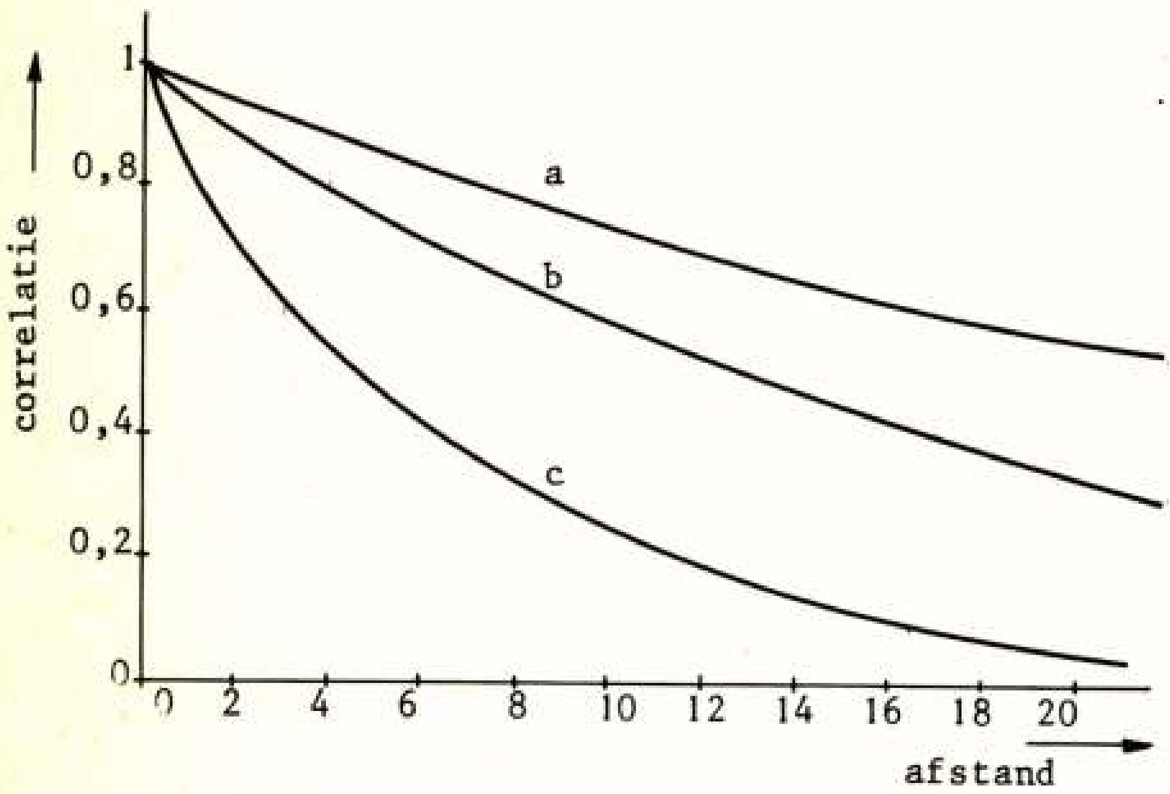


Fig. 7. Correlatie funktie voor beelden met veel (a), middelmatige (b) en weinig (c) struktuur.

kanaalfouten in het ontvangen beeld. De Hadamard transformatie is echter ongevoeliger voor de beeldstatistiek, terwijl een fout in een van de coëfficiënten t.g.v. een kanaalfout, na terugtransformatie verdeeld wordt over het lijnstuk, waardoor deze fout minder waarneembaar is. Toepassing van DPCM op de coëfficiënten van de getransformeerde lijnstukken zal daarom de nadelen van een normaal DPCM-systeem minder zwaar doen wegen. In figuur 8 is een blokschema weergegeven van een coderingssysteem waarin DPCM wordt toegepast op de overeenkomstige Hadamard coefficiënten van onder elkaar gelegen lijnstukken. De bijbehorende decoder wordt gevormd door het gedeelte binnen de stippellijnen. In het DPCM gedeelte wordt een voorspelling $\hat{y}_k(m,p)$ gemaakt omtrent de waarde van de k-de coëfficiënt behorende bij het p-de lijnstuk op de m-de lijn van een videobeeld. Het verschil $\varepsilon_k(m,p)$ tussen de werkelijke en de voorspelde waarde van de k-de coëfficiënt wordt, na kwantisering en codering in een aangepaste kwantiseerder Q_k overgezonden. Na decodering in R_k ontstaat een schatting $r_k(m,p)$ van het verschil $\varepsilon_k(m,p)$. Een voorspelling $\hat{y}_k(m+1,p)$ omtrent de waarde $y_k(m+1,p)$ van de k-de coëfficiënt van het p-de lijnstuk op (m+1)-de lijn kan men nu verkrijgen door de som van $\hat{y}_k(m,p)$ en $r_k(m,p)$ te bepalen en deze te vermenigvuldigen met een konstante α_k. Na een vertraging van één lijntijd wordt deze voorspelde waarde vergeleken met de werkelijke waarde. De som van $\hat{y}_k(m,p)$ en $r_k(m,p)$ is gelijk aan de werkelijke waarde $y_k(m,p)$ van de k-de coëfficiënt vermeerderd met enige distorsie $q_k(m,p)$ t.g.v. afronding in Q_k (kwantiseringsfouten). In de ontvanger kan men een benadering van het originele beeld konstrueren door de geschatte coëfficiënten $y_k(m,p) + q_k(m,p)$ terug te transformeren.

De kwantiseerder Q_k vormt het psychovisuele gedeelte van de coder. Immers de kwantiseringsfouten, die bij het

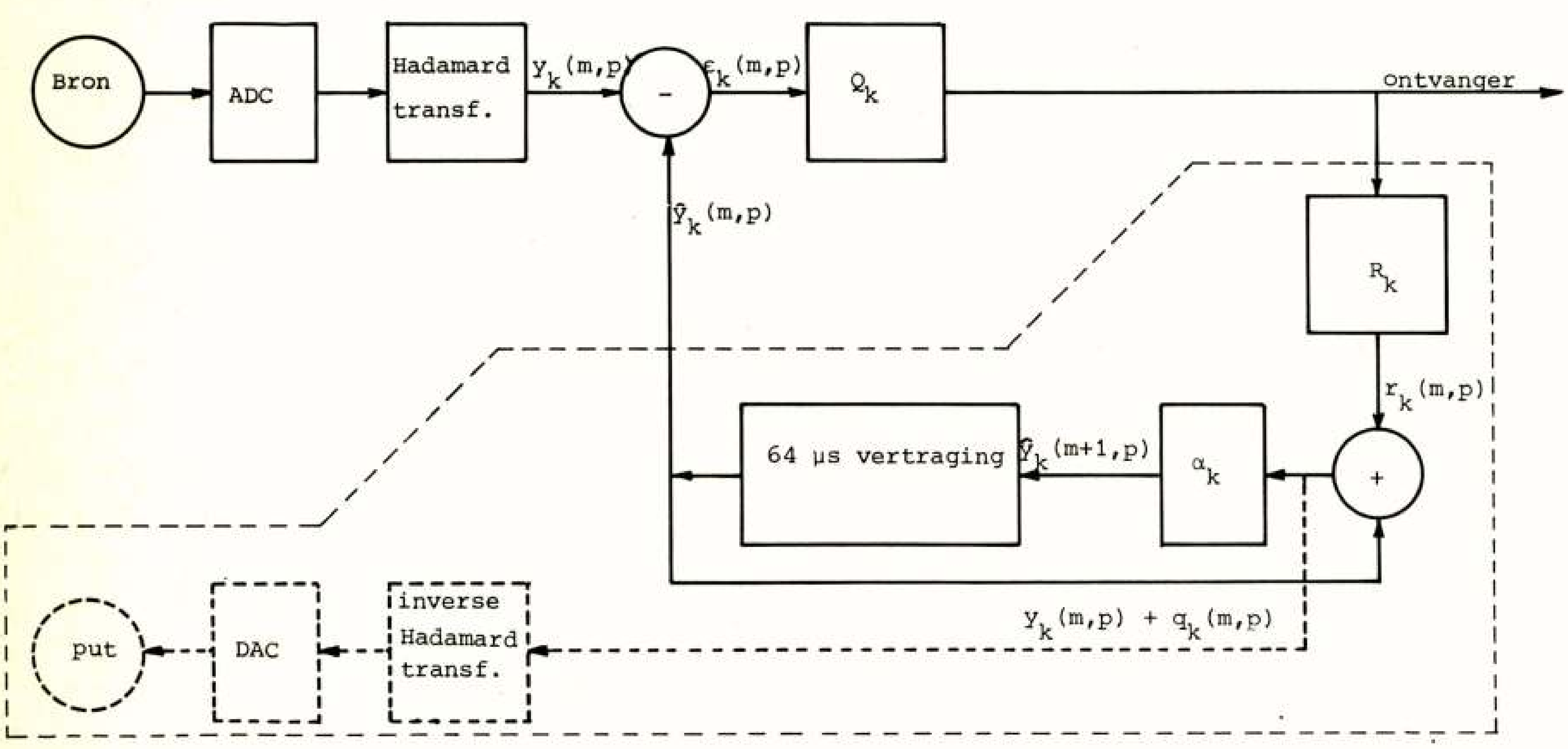


Fig. 8. Blokdiagram van het één-dimensionale Hadamard transformatie-DPCM systeem.

coderen van de verschillen ε_k ontstaan, geven aanleiding tot vervorming (kwantiseringsruis) in het gedecodeerde beeld. De toelaatbare grootte van de vervorming is, zoals reeds opgemerkt, afhankelijk van de kwaliteitseisen. Naarmate de kwaliteitseisen hoger zijn, zal de kwantisering nauwkeuriger dienen te zijn. Uit metingen is gebleken dat de verdelingsfunkties $p_k(\varepsilon)$ verschillend zijn voor verschillend rangnummer k. Teneinde bij gegeven aantal kwantiseringsniveau's de gemiddelde kwadratische afwijking tussen ε_k en zijn rekonstruktie r_k voor alle lijnstukken te minimaliseren moet daarom de kwantiseerder voor elke ε_k aangepast zijn aan de bij dit verschil behorende verdelingsfunktie.

De waarde van de konstante α_k is afhankelijk van de correlatie tussen overeenkomstige coëfficiënten. Een optimale voorspelling van de coëfficiënt $y_k(m+1,p)$ m.b.v. slechts één voorgaande coëfficiënt $y_k(m,p)$ kan worden verkregen door α_k gelijk te kiezen aan:

$$\alpha_k = \frac{E\{y_k(m,p).y_k(m+1,p)\}}{E\{y_k{}^2(m,p)\}} = \frac{\rho_k(1)}{\rho_k(0)} \leqslant 1.$$

Voor grote correlatie is de beste voorspelling blijkbaar de waarde van $y_k(m)$ zelf.

5. UITVOERING EN EXPERIMENTELE RESULTATEN

a. Uitvoering

Experimentele onderzoekingen hebben aangetoond dat voor de meeste beelden de verdelingsfunkties van de verschilcoëfficiënten ε_k te schrijven zijn als tweezijdige exponentiële Laplace funkties:

$$p_k(\varepsilon) = \frac{1}{\sigma_k\sqrt{2}} \exp.\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma_k}|\varepsilon|\right)$$

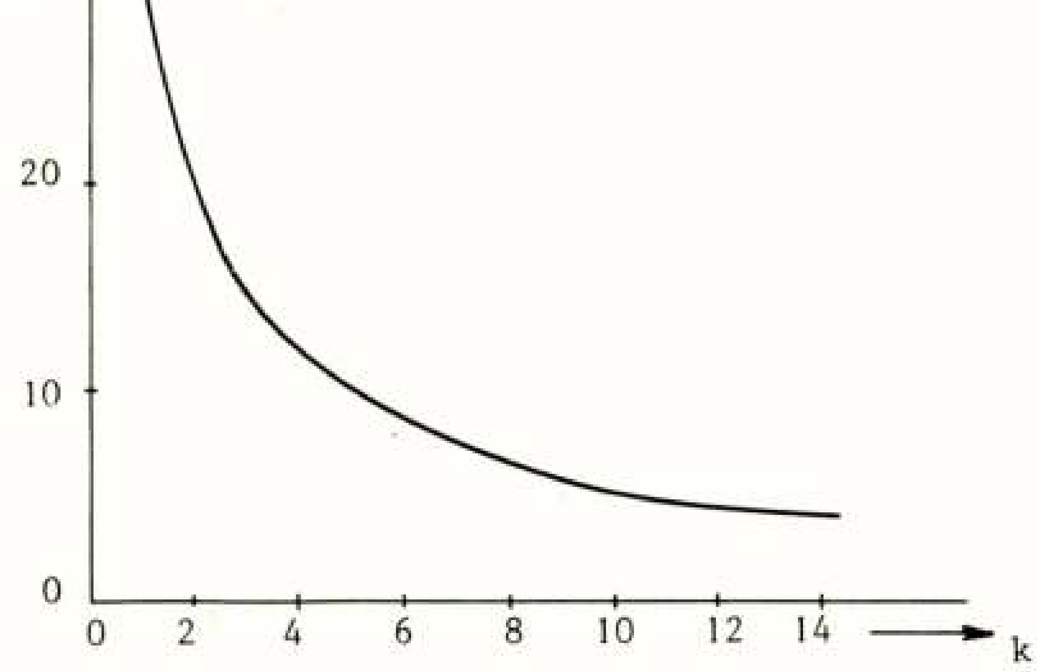


Fig. 9. Spreiding σ_k voor verschillende waarden van k (16 beeldpunten per lijnstuk).

waarin σ_k de effektieve waarde van ε_k is. In figuur 9 is σ_k voor de verschillende waarden van k weergegeven. Op grond van de gegeven verdelingen kan men reeds intuitief vermoeden dat kwantisering met niet-uniforme stapgrootte de voorkeur verdient boven uniforme kwantisering. Immers grotere amplitudes komen minder vaak voor waardoor volstaan kan worden met een minder nauwkeurige benadering, vooral ook omdat het oog in mindere mate gevoelig is voor de absolute grootte van abrupte helderheidsveranderingen.

Theoretisch kan men voorwaarden afleiden waaraan de kwantiseringsniveau's en de bijbehorende representatieve waarden r_k (zie figuur 8) moeten voldoen om, bij een bepaalde verdeling en een gegeven aantal niveau's tot een minimale m.s.e. te komen. Een kwantiseerder die aan deze voorwaarden voldoet noemt men een "Max-kwantiseerder".

In figuur 10 is de kompressie-karakteristiek behorende bij een optimale kwantiseringsstrategie volgens Max voor een Laplace verdeling opgenomen (een niet uniforme kwantiseerder kan opgebouwd worden uit een uniforme kwantiseerder voorafgegaan door een kompressie van het ingangssignaal). Tevens is in deze figuur de kompressiekarakteristiek gegeven, zoals toegepast in boven beschreven coder. De keuze voor deze afwijkende kwantisering werd vooral bepaald door de vooronderstelling dat voor de

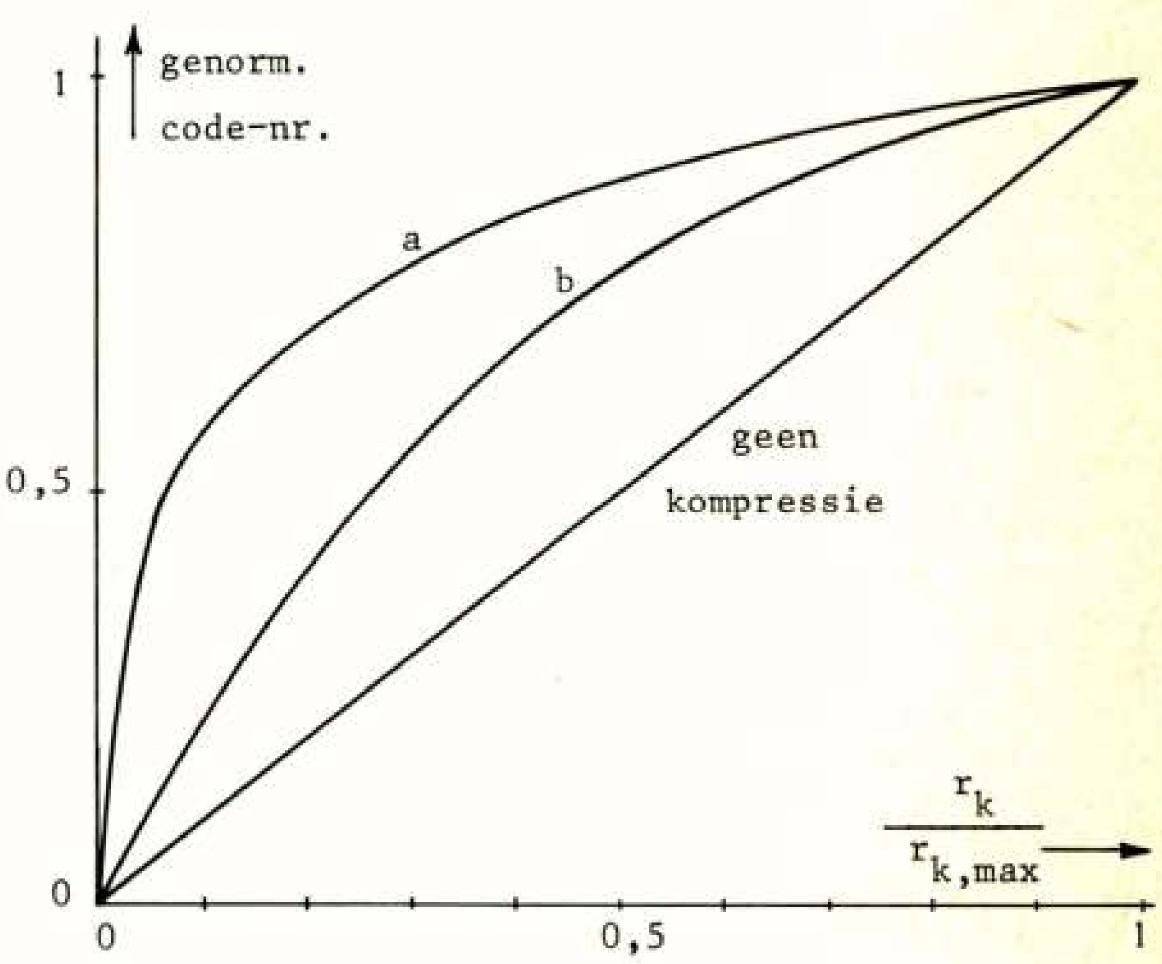


Fig.10. Genormeerde kompressie karakteristiek van de gerealiseerde (a) en de optimale Max kwantiseerder (b).

subjectieve beoordeling van het videobeeld kwantisering van kleine verschillen nauwkeuriger dient te geschieden dan de kwantisering volgens Max aangeeft. Grote verschillen zullen hierdoor bij gelijk aantal kwantiseringsniveau's noodzakelijkerwijs onnauwkeuriger worden benaderd hetgeen, zoals in het voorgaande reeds vermeld, geen waarneembare beelddegradatie ten gevolge heeft.

Zoals uit figuur 9 blijkt, neemt de spreiding σ_k van de verschillen ε_k af bij toenemende waarde van k. Dit houdt in dat voor gelijke m.s.e. voor alle coëfficiënten

het aantal kwantiseringsniveau's eveneens afneemt bij toenemende waarde van k. Aangezien het oog in mindere mate gevoelig is voor de absolute grootte van snel opeenvolgende variaties van de grijsintensiteit in horizontale richting kan het aantal kwantiseringsniveau's voor grotere waarden van k echter nog verder gereduceerd worden. Hoe het aantal kwantiseringsniveau's voor de verschillende ε_k's gekozen dient te worden hangt af van subjectieve waarneming.

b. Experimentele resultaten.

Om een inzicht te verkrijgen omtrent de invloed van de kwantisering op de kwaliteit van het videobeeld is het aantal kwantiseringsniveau's per verschilcoëfficiënt ε_k gevariëerd. In onderstaande tabel is aangegeven hoe de verdeling van de bits over de verschil-coëfficiënten voor een drietal experimenten is gekozen. Tevens is in de tabel opgenomen het gemiddeld aantal bits per beeldpunt, afhankelijk van het aantal overgezonden verschilcoëfficiënten ε_0 t/m ε_n, $n \leqslant N-1$. De foto's a, b en c illustreren de resultaten van deze experimenten.

De invloed van de verwaarlozing van coëfficiënten met een rangnummer $n \geqslant 2$ op de beeldkwaliteit blijkt uit foto d. Gezien de resultaten, met het bovenbeschreven systeem verkregen, is de verwachting dat bij gebruik van een optimaal aan de oogeigenschappen aangepaste kwantiseringsstrategie (waarvoor nog vele experimenten noodzakelijk zijn) een aantrekkelijk twee-dimensionaal beeldcoderingssysteem is te verwezenlijken.

Coëff.nr.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
I (foto a)																
Aantal bits/coëff.	7	6	5	5	4	4	3	3	2	2	2	2	1	1	1	1
gem. aant. bits/beeldp.	$\frac{7}{16}$	$\frac{13}{16}$	$\frac{18}{16}$	$\frac{23}{16}$	$\frac{27}{16}$	$\frac{31}{16}$	$\frac{34}{16}$	$\frac{37}{16}$	$\frac{39}{16}$	$\frac{41}{16}$	$\frac{43}{16}$	$\frac{45}{16}$	$\frac{46}{16}$	$\frac{47}{16}$	$\frac{48}{16}$	$\frac{49}{16}$
II (foto b)																
Aantal bits/coëff.	6	5	4	4	3	3	2	2	1	1	1					
gem. aant. bits/beeldp.	$\frac{6}{16}$	$\frac{11}{16}$	$\frac{15}{16}$	$\frac{19}{16}$	$\frac{22}{16}$	$\frac{25}{16}$	$\frac{27}{16}$	$\frac{29}{16}$	$\frac{30}{16}$	$\frac{31}{16}$	$\frac{32}{16}$					
III (foto c)																
Aantal bits/coëff.	4	3	2	2	2	1	1	1								
gem. aant. bits/beeldp.	$\frac{4}{16}$	$\frac{7}{16}$	$\frac{9}{16}$	$\frac{11}{16}$	$\frac{13}{16}$	$\frac{14}{16}$	$\frac{15}{16}$	$\frac{16}{16}$								


a


b


c


d

Literatuur

1. A. Habibi en P.A. Wintz, Image coding by linear transformation and block quantization, IEEE Trans. on comm. techn. COM-19 (febr. '71) p. 59 - 62.
2. W.K. Pratt et. al., Hadamard transform image coding, Proc. IEEE 57 (jan. '69) p. 58 - 68.
3. P.A. Wintz, Transform picture coding, Proc. IEEE 60 (july '72) p. 809 - 820.
4. H.J. Landau en D. Slepian, Some computer experiments in picture processing for bandwidth reduction. B.S.T.J. 50 (may-june '71) p. 1525 - 1540.
5. W.K. Pratt et. al., Slant transform image coding, IEEE Trans. on comm. COM-22 (aug. '74) p. 1075 - 1093.
6. J. Max, Quantizing for minimum distortion, IRE Trans. Inf. Theory, IT-6 (mar. '60) p. 7 - 12.
7. J.B. O'Neal, Predictive Quantizing Systems (DPCM) for the transmission of television signals, B.S.T.J. 45 (may-june '66) p. 689 - 721.
8. A. Habibi, Hybrid coding of pictorial data, IEEE Trans. on comm. COM-22 (may '74) p. 614 - 624.

Voordracht gehouden op 19 november 1974 op de Afdeling der Elektrotechniek THE tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (nr. 241), de Benelux section IEEE, de sectie voor telecommunicatietechniek KIvI en het Genootschap van ingenieurs der PTT.

VARIA

Journal of Applied Science and Engineering (J.A.S.E.)

Section A: Electrical Power and Information Engineering.

Van dit nieuwe tijdschrift verschijnt dezer dagen het eerste nummer. De inhoud zal bestaan uit de artikelen:

K.M. Siegel: The energy crisis and a potential laser-fusion solution.
K. Schuessler: The local cable network of the 1980's.
A.J.C. Bakhuizen: On the slotting of reluctance stepping motors.
B.J.Hill, H.J. Schmidt, H.J. Schmitt: Optical memories.
W. Kaiser: The present trends in data transmission.

Zoals de lezer wellicht zal opmerken betreft het hier goeddeels voordrachten, welke op de Eurocon-conferentie in Amsterdam werden gegeven. Inderdaad werden de adviezen der betreffende sectie-voorzitters gevraagd, alvorens de auteurs der beste voordrachten uit te nodigen hun tekst in het nieuwe tijdschrift te publiceren. Ook in het tweede nummer zullen enkele artikelen op zulke voordrachten gebaseerd zijn. Daarnaast komen andere artikelen over nieuwe research.

Het is de bedoeling van de uitgevers, dat dit nieuwe elk kwartaal verschijnend tijdschrift internationale artikelen van goede kwaliteit zal laten verschijnen, maar tevens als nieuwe publikatiemogelijkheid voor nederlandse auteurs kan dienen. De abonnementsprijs voor leden van de nederlandse verenigingen zal fl. 30,-- bedragen, en het Koninklijk Instituut van Ingenieurs heeft op zich genomen duizend abonnè's voor dit tijdschrift op deze basis in ons land te vinden. De leden van het Nederlands Electronica en Radio Genootschap worden opgewekt ook hieraan deel te nemen. Het is op zich niet uitgesloten, dat een artikel tegelijk verschijnt in het Tijdschrift van het N.E.R.G. en het nieuwe tijdschrift. Dit zal echter, als het al gebeurt, wel zo zeldzaam blijven dat de lezers niet voor een duplicatie behoeven te vrezen.

Wanneer het gelukt met een of meer andere kleine landen tot overeenstemming te komen, zou het nieuwe tijdschrift wellicht een speciale publicatiegelegenheid voor auteurs uit bijv. Noorwegen, België, Nederland kunnen uitgroeien. Zoals de lezer ziet, zijn de eerste artikelen zeer internationaal georiënteerd. We hopen echter, dat er voldoende aanbod van goede nederlandse artikelen zal komen, om de research in het land van oorsprong te benadrukken. De engelse tekst wordt, waar nodig, door een engelstalige medewerker gecorrigeerd.

PERSONALIA

Bij koninklijk besluit van 1 februari 1974 is Ir. C. Van Schooneveld benoemd tot buitengewoon hoogleraar in de "Signaalverwerking voor waarnemingssystemen" aan de Rijks Universiteit Leiden. Ir. van Schooneveld is sedert 1960 lid en sedert 1971 secretaris van het bestuur van ons genootschap.

Bij koninklijk besluit van 2 augustus 1974 is Ir. E. Goldbohm benoemd tot buitengewoon hoogleraar in de "Elektronische Navigatie" aan de Technische Hogeschool Delft. Ir. Goldbohm is sedert 1951 lid en sedert 1973 lid van het bestuur van ons genootschap.

Samenvatting van de inaugurele rede van prof. dr. F.C. Schwarz, gewoon hoogleraar aan de Afdeling der elektrotechniek, gehouden 26-6-1974 op de THD.
Professor Schwarz wijdde zijn inaugurele rede aan het nieuwe studiegebied der Vermogenselektronica en omlijnde de technologie van dit vak, de bijdragen tot andere disciplines en hun maatschappelijke betekenis. Hij wees op de noodzaak van een fundamentele aanpak van de elektrotechnische studie met behulp van de gereedschappen der toegepaste wiskunde, die vooral in het begin van de ontwikkeling in een nieuw vak onmisbaar is.



Hij zag het belang van de Vermogenselektronica in haar vernieuwende invloed op de hele energietechniek en schetste de vertakkingen naar de werktuigbouwkunde. Het huidige model van een elektrische energiebron met constante spanning en constante frequentie wordt verrijkt met een flexibele tussenschakel tussen de bron en de verbruiker van elektrische energie. Deze tussenschakel maakt deel uit van een regelsysteem dat de energiestroom beinvloed hetzij volgens van te voren geprogrammeerde richtlijnen hetzij volgens instructies van een terugkoppeling.

Het nut van de Vermogenselektronica toonde hij aan met belangrijke verbeteringen in het rendement van industriële productieprocessen. Voorts kan de Vermogenselektronica zorgen voor de toevoer van variabele energie naar zeer snelle treinen en voor de magnetische levitatie van snelle en langzame voertuigen, waardoor hun

geluidshinder verdwijnt. Het transport van grote elektrische vermogens over lange afstanden geschiedt het goedkoopst met gelijkstroom-hoogspannings-transmissie, waarbij elektronische halfgeleider-systemen voor de omvorming van GW's (miljoenen kilowatts) worden gebruikt. Andere toepassingen zijn de opwekking van elektrische energie uit de onuitputtelijke bron van zonne-energie zonder het milieu aan te tasten, de stroomvoorziening van communicatie-satellieten en de voortstuwing van interplanetaire ruimtevaartuigen door middel van ionenstraalmotoren. De Vermogenselektronica is reeds onmisbaar voor de voeding van rekentuigen, industriële regelsystemen en verkeersregelingen, zodra aan de betrouwbaarheid de allerhoogste eisen worden gesteld.

De volledige tekst van deze rede wordt door Delft University Press uitgegeven, en kan via de boekhandel worden besteld.

Samenvatting van de inaugurale rede van Prof. dr. J.P.M. Schalkwijk, gewoon hoogleraar aan de Afdeling der Elektrotechniek, gehouden 8-11-1974 op de Technische Hogeschool Eindhoven.

De Shannon Theorie

De Shannon theorie (1948) is een quantitatieve theorie van informatieoverdracht. Als informatiebron wordt de roulette gebruikt, waarbij iedere letter van het bronalfabet met een sector van de roulette correspondeert. Door het herhaald gebruik van de roulette kunnen "woorden" worden gevormd. Informatietransmissie geschiedt met behulp van een boodschapper, die slechts "ja" en "neen" kan knikken en die zich af en toe vergist.



Het communicatieprobleem valt nu in twee stukken uiteen, te weten:
1) WAT verzenden we? en 2) HOE verzenden we? Ten aanzien van WAT we verzenden blijkt het volgende. De woorden van iedere roulette kunnen worden uitgedrukt in een rijtje nullen en énen, bv. 10010..., waarbij de minimum lengte van dit rijtje wordt bepaald door de eigenschappen (entropie) van de roulette. Ten aanzien van HOE we verzenden blijkt, dat wanneer de verhouding van het aantal te verzenden nullen en énen tot het aantal knikken van de boodschapper niet te groot is (kleiner dan de capaciteit C van de boodschapper), het bericht foutloos verzonden kan worden, niettegenstaande het feit dat de boodschapper een bepaalde fractie vergissingen maakt!
Prof. Schalkwijk is lid van ons genootschap sedert 1961.

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden
Ir. J. van Egmond, Montessorilaan 17, Zeist.
Ir. A.W.M. van den Enden, Swidbertstraat 20, Waalre

Nieuwe leden
Ir. C.B. Dekker, Kasteelplein 10, PFHP 702A-KMA, Breda.
Ir. L.J.M. Janssen, Mondsestraat 2, Haps, post Cuyk.
Ir. C.J. Koomen, J. van Scorellaan 7, Waalre N.B.

Nieuwe adressen van leden
Ir. J.P.A. Aarts, Hasselaarlaan 34, Eemnes.
Ir. D. Beekman, Beukenlaan 45, Fijnaart.
B.H. Claasen, Landréstraat 125, Den Haag.
Ir. J.W. Coenders, Helenadal 6, Dommelen.
R. Decossaux, Heulweg 5, Leersum.
Ir. W.G. Ekas, Varenmeent 100, Hilversum.
Kapt. t.z. (E) E.V. Glaser, De Potterestraat 3, Oud Gastel N.B.
W. Hermes, Lambertus Hortensiuslaan 3, Hilversum.
Ir. F. de Jager, Amundsenlaan 45, Eindhoven.
Ir. C.A. Vissers, Dr. Zamenhofflaan 212, Enschede.
Ir. F.S. de Wolf, Meentweg 65, Eemnes.

VAN DE REDACTIE

Het is de bedoeling bij dit nummer een grammofoonplaat te voegen. Bij het ter perse gaan is het nog niet zeker of deze plaat op tijd gereed zal zijn, en of verzending tesamen met het tijdschrift uitvoerbaar is. Indien dit niet mogelijk is, zal in het volgende nummer hierover nog nader bericht volgen.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 39 - nr. 5/6 - 1974

blz. 145 Uitreiking Vederprijs 1973
blz. 147 Installatie tot erelid van Ir. J.M. van Hofweegen
blz. 149 Het coderen van spraak- en muzieksignalen d.m.v. digitaal geregelde deltamodulatie, door J.W. Glasbergen
blz. 155 Het coderen van extreme waarden voor overdracht van spraaksignalen, door Ing. J.A. Greefkes, Ir. J.A.M. de Brouwer, Ir. J.E. Rooyakkers
blz. 163 Coding by lexicographical enumeration, door J.P.M. Schalkwijk
blz. 169 Twee-dimensionale beeld-codering door het kombineren van één-dimensionale Hadamard transformatie en DPCM, door Ir. J.A.M. Brouwer, Ir. J.E. Rooyackers en Ing. R.C. Strato
blz. 178 Varia
blz. 179 Uit het NERG
blz. 179 Van de Redactie
blz. 180 Personeelsadvertentie.

druk: HET ZUIDEN Eindhoven.